

I 10 Read Priority 31 JAN 2005

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19)世界知的所有権機関
国際事務局(43)国際公開日
2004年5月6日 (06.05.2004)

PCT

(10)国際公開番号
WO 2004/038937 A1(51)国際特許分類⁷:
H03F 3/24, H04J 11/00, 1/00

H04B 1/04,

(72)発明者; および

(21)国際出願番号: PCT/JP2003/013586

(75)発明者/出願人(米国についてのみ): 田邊 充 (TAN-ABE,Mitsuru) [JP/JP]; 〒576-0015 大阪府 交野市 星田西5-18-4-502号 Osaka (JP). 佐伯 高晴 (SAEKI,Takaharu) [JP/JP]; 〒612-8435 京都府 京都市伏見区深草泓ノ壺町17-4-102 Kyoto (JP). 南 善久 (MINAMI,Yoshihisa) [JP/JP]; 〒520-0102 滋賀県 大津市 苗鹿2-26-25 Shiga (JP). 田中 宏一郎 (TANAKA,Koichiro) [JP/JP]; 〒665-0072 兵庫県 宝塚市 千種2-4-12 Hyogo (JP). 齊藤 典昭 (SAITO,Noriaki) [JP/JP]; 〒194-0014 東京都町田市 高ヶ坂1369-5 Tokyo (JP).

(22)国際出願日: 2003年10月23日 (23.10.2003)

日本語

(25)国際出願の言語: 日本語

(26)国際公開の言語: 日本語

(30)優先権データ:
特願 2002-312724

2002年10月28日 (28.10.2002) JP

(71)出願人(米国を除く全ての指定国について): 松下電器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒571-0050 大阪府 門真市 大字門真1006番地 Osaka (JP).

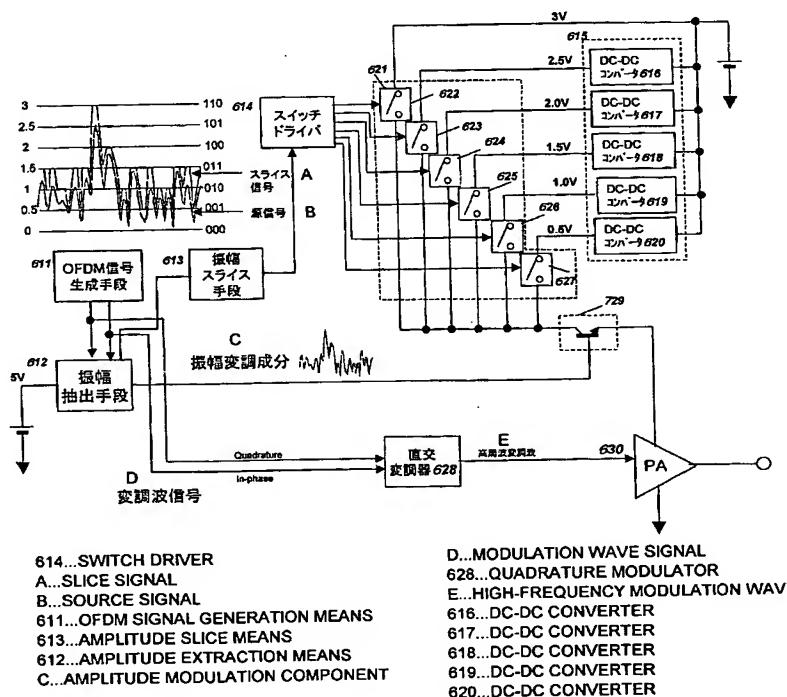
(74)代理人: 宮井 咲夫 (MIYAI,Teruo); 〒540-0008 大阪府 大阪市 中央区大手前1丁目7番31号 宮井特許事務所 Osaka (JP).

(81)指定国(国内): CN, KR, US.

[統葉有]

(54) Title: TRANSMITTER

(54)発明の名称: 送信機



WO 2004/038937 A1

(57) Abstract: There is provided a wide-band and highly efficient transmitter of the EER method. For this, an amplitude component of a modulation signal is input to a power source terminal of a high-frequency power amplifier (130) and an IQ quadrature signal is input to a high-frequency input terminal of the high-frequency

[統葉有]



(84) 指定国(広域): ヨーロッパ特許(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

添付公開書類:
— 國際調査報告書

power amplifier (130), so that the original modulation signal is obtained from the output of the high-frequency power amplifier (130). Collector voltage is supplied to an emitter follower (729) via a switch group (621) from a DC-DC converter group (615) having successively different output voltages. For the collector voltage, one of the outputs of the DC-DC converters (616 to 620) is selected by the switch group (621) according to the amplitude component level and supplied to the emitter follower, so as to reduce the difference between the emitter voltage of the emitter follower (729) and the collector voltage of the emitter follower (729), thereby increasing the efficiency of the emitter follower (729). The power source voltage of the high-frequency power amplifier (130) is voltage-converted by the emitter follower (729) so as to enable wide-band operation.

(57) 要約: 広帯域で高効率なEER法の送信機を提供する。そのために、変調信号のうちの振幅成分を高周波電力増幅器130の電源端子に入力し、IQ直交信号を高周波電力増幅器130の高周波入力端子に入力し、高周波電力増幅器130の出力からもとの変調信号を得る。出力電圧の順次異なるDC-DCコンバータ群615からスイッチ群621を介してエミッタフォロワ729にコレクタ電圧を供給する。コレクタ電圧は振幅成分のレベルに応じてDC-DCコンバータ616~620のいずれか一つの出力をスイッチ群621で選択し、エミッタフォロワ729に与えることでエミッタフォロワ729のエミッタ電圧とエミッタフォロワ729のコレクタ電圧の差を小さくしてエミッタフォロワ729の効率を高め、かつ、高周波電力増幅器130の電源電圧をエミッタフォロワ729で電圧変換することで、広帯域動作を可能とした。

明細書

送信機

技術分野

本発明は、例えばO F D M (Orthogonal Frequency Division Multiplex; 直交周波数分割多重)などサブキャリアを用いる通信方式に用いられる無線送信機に関するものである。

背景技術

一般に、電圧変換を伴う変調信号、特にQ A M (直交電圧変換)などの多値変調を伴う変調信号においては、アンテナへ電力を送信するための高周波電力増幅器に線形動作が必要となる。そのため、高周波電力増幅器の動作級としてはA級あるいはA B級などが用いられてきた。

しかしながら、通信のプロードバンド化に伴い、O F D M (Orthogonal Frequency Division Multiplex; 直交周波数分割多重)などサブキャリアを用いる通信方式が利用され始め、従来のA級、A B級の高周波電力増幅器では高効率化が期待できない。すなわち、O F D Mでは、サブキャリアの重ねあわせによって、瞬間的に、全くランダムに大きな電力が発生する。つまり、平均電力とその瞬間最大電力との比、P A P R (Peak to Average Power Ratio) が大きい。そのため、このような大きな電力を有する高周波信号も線形に増幅できるよう、常に大きな直流電力を保持している必要がある。A級動作では電源効率が最大でも50%しかなく、特にO F D Mの場合は、P A P Rが大きいため電源効率は10%程度となってしまう。

このため、例えば電源として電池を用いる携帯型の無線機では、連続

使用可能時間が短くなり、実用上問題が生じる。

このような課題を解決すべく、カーンの方法として知られる従来の E E R 法 (Envelope Elimination and Restoration) が提案されている (例えば、米国特許第 6 2 5 6 4 8 2 B 1 (図面 3 ページ、図 6) 参照。)

図 6 は E E R 法の概略を表すブロック図である。図 6において、端子 4 0 に入力された高周波変調信号 4 6 たとえば Q A M 信号は 2 分岐され、一方の分岐では、変調波 4 6 が検波器 4 1 で包絡線検波され、それによって振幅成分信号が生成される。電源電圧 V d d は電圧変換器 (振幅成分を増幅するアンプ) 4 2 によって電圧変換される。このとき、電圧変換器 4 2 は高効率動作 ($\sim 95\%$) が可能な S 級アンプ (スイッチングレギュレータなど) が用いられる。他方の分岐では、変調波 4 6 が、振幅制御増幅器 (リミッタ 4 3) によって振幅制御され、それによって位相情報を有する変調波が得られる。位相情報をもった変調波は、スイッチ型アンプ 4 4 の R F 入力端子に入力され、スイッチ型アンプ 4 4 の構成要素であるたとえば電界効果型トランジスタのゲート電圧を変調する。

ここで、スイッチ型アンプとは、ドレン電圧波形が矩形になるよう高調波制御された F 級アンプや、ドレン電圧波形とドレン電流波形が重ならないよう負荷条件を最適化した E 級アンプや D 級アンプをさす。

従来の A 級アンプでは、ドレン電圧とドレン電流とが同時に発生する期間が生じ、電力が消費される。一方、スイッチ型アンプ 4 4 は、ドレン電流とドレン電圧とが同時に発生する期間をできるだけ小さくしているので、消費電力を抑制することができる。

たとえば、200 mA、3 V の D C 電力を供給したとすると、直流電力は 600 mW となる。スイッチ型アンプ 4 4 では、O F F 時には電流

が流れず、電圧 V_{dd} のみが印加されるため、直流消費電力は 0 である。一方、ON 時には 200 mA の電流が流れるが、トランジスタは完全に導通しているため、ドレイン-ソース間電圧 V_{DS} は飽和電圧のせいぜい 0.3 V 程度と仮定できる。この場合、 $0.3 \times 0.2 = 0.06$ つまり 60 mW の直流電力がトランジスタの中で消費されたことになる。電源効率は実際に $(600 - 60) / 600 = 90\%$ に達する。A 級アンプでは最大でも電源効率は 50% にしか達しないため、この効果は大きい。

すなわち、スイッチ型アンプを用いることにより、高い電源効率が実現される。しかしながら、スイッチ型アンプは非線形アンプなため、QAM 信号のように変調波の振幅レベルが変化する変調信号では、線形に信号を増幅する必要があるため、スイッチ型アンプを用いることはできない。

この問題を解決するため、EER 法では振幅情報を含む信号を、振幅成分と位相成分に分離し、スイッチ型アンプでは位相成分のみを増幅させる。ここで振幅成分をスイッチ型アンプの電源端子に入力すれば、振幅成分に比例した出力電力が得られるため、結果的に元の振幅情報を含む信号が再生させる。

このような構成をとることにより、スイッチ型アンプなどの非線形ではあるが高効率なアンプを用いることができるため、高効率化が可能となる。

しかしながら、振幅成分を変調する電圧変換器 42、たとえばスイッチングレギュレータ）の帯域がせいぜい 5 MHz であることから、たとえば、無線 LAN の規格である、IEEE 802.11a 規格の変調波帯域幅 20 MHz で従来技術の EER 法を使用することができない。

帯域を広げるには、電圧変換器 42 の出力に内蔵された低域通過フィ

ルタのインダクタンスを小さくする必要がある。ところが、インダクタンスのQ値が下がるため、インダクタンスによって消費される熱量が無視できなくなり、電圧変換器42の効率が低下する。また雑音も増加する。

また電圧変換器42としてシリーズレギュレータを用いた場合、その電圧変換量（電源電圧と振幅成分電圧の差）と高周波電力增幅器のドレン電流の積が消費電力となる。O F D Mでは振幅成分の電圧の平均値は電源電圧の半分以下であるため、この場合も高効率化が望めない。

発明の開示

本発明の目的は、効率を低下させることなく、広帯域なE E R法を実現することができる送信機を提供することである。

上記の課題を解決するため、第1の発明の送信機は、変調信号を発生する変調信号発生手段と、変調信号発生手段により発生された変調信号を位相成分と振幅成分とに分離する位相振幅分離手段と、位相振幅分離手段で分離された振幅成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、複数のスイッチングレギュレータの出力電圧の何れか一つを選択するスイッチ群と、振幅スライス手段によってスライスされた振幅成分のスライステータに従ってスイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、スイッチ群により選択された何れかのスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧として振幅成分を電圧変換するリニア電圧変換手段と、位相成分を高周波入力端子に入力し、リニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として振幅と位相とが掛け合わされた変調波を出力する高周波電力增幅器とを備えている。

この構成によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータを設け、振幅成分のレベルに応じてスイッチングレギュレータを選択し、選択されたスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧としてリニア電圧変換手段が振幅成分を電圧変換する構成を採用している。そのため、リニア電圧変換手段による電圧ドロップを少なく抑えることができ、スイッチングレギュレータによる損失が少ないうえ、リニア電圧変換手段による電力損失も少なく抑えることができる。また、電圧変換にリニア電圧変換手段を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域なE E R法を実現することができる。

第2の発明の送信機は、変調信号を発生する変調信号発生手段と、変調信号発生手段により発生された変調信号を位相成分と振幅成分とに分離する位相振幅分離手段と、位相振幅分離手段で分離された振幅成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、複数のスイッチングレギュレータの出力電圧を各々電源電圧として振幅成分を電圧変換する複数のリニア電圧変換手段と、振幅成分を複数のリニア電圧変換手段へ伝達するスイッチ群と、振幅スライス手段によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従ってスイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、位相成分を高周波入力端子に入力し、複数のリニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として振幅と位相とが掛け合わされた変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えている。

この構成によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータを設け、複数のスイッチングレギ

ュレータの出力電圧を電源電圧として複数のリニア電圧変換手段が振幅成分をそれぞれ電圧変換するとともに、振幅成分のレベルに応じて複数のリニア電圧変換手段の何れかを選択的に有効としている。そのため、電圧変換を行うときのリニア電圧変換手段による電圧ドロップを少なく抑えることができ、スイッチングレギュレータによる損失が少ないうえ、リニア電圧変換手段による電力損失も少なく抑えることができる。また、電圧変換にリニア電圧変換手段を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域な E E R 法を実現することができる。また、スイッチングレギュレータと高周波電力増幅器との間にリニア電圧変換手段が入るのみで、スイッチ手段はその経路から外しているため、第 1 の発明の構成に比べて、電力損失をさらに低減することができる。

上記第 1 または第 2 の発明の送信機においては、位相振幅分離手段の位相成分の出力端と高周波電力増幅器の入力端との間に周波数変換手段を有していてもよい。

この構成によれば、以下のような作用効果を有する。位相振幅分離手段の帯域はせいぜい数百 M H z であるため、搬送波が G H z を超えるような場合、これを処理することができないが、周波数変換手段であるたとえば直交変調器などを用いることにより、容易に搬送波周波数をアップコンバートできる。

上記第 1 または第 2 の発明の送信機においては、高周波電力増幅器の出力端に設けられて高周波出力電力をフィードバックするフィードバック手段と、フィードバック手段の信号を基に位相と振幅のタイミングずれを校正するための第 1 の校正信号を発生する第 1 のタイミング校正手段と、第 1 のタイミング校正手段からの第 1 の校正信号を受け、位相振幅分離手段から出力される振幅成分と位相成分のタイミングを補正する

第1のタイミング補正手段とが付加されることが好ましい。

この構成によれば、以下のような作用効果を有する。位相成分と振幅成分のタイミングが、各変調波成分の入力から高周波電力増幅器の出力にいたるまでのレイアウトによる遅延、あるいはトランジスタによる配線長や寄生成分による遅延によってずれると、高周波電力増幅器出力で正しい変調波を形成できない。ところが、フィードバック手段とタイミング校正手段とタイミング補正手段とを設けたことにより、正確に位相成分と、電圧変換波成分のタイミングを補正でき、高周波電力増幅器出力で正しい変調波が形成できる。

上記第1または第2の発明の送信機においては、スイッチングレギュレータの出力端とリニア電圧変換手段の電源電圧入力端との間に設けられてスイッチングレギュレータの出力電圧を検出する第1の電圧検出手段と、リニア電圧変換手段の振幅成分入力端子に設けられて、振幅成分の電圧を検出する第2の電圧検出手段と、第1および第2の電圧検出手段から得られた電圧振幅データとにより、振幅成分とライスデータのタイミングずれを校正するための第2の校正信号を出力する第2のタイミング校正手段と、第2のタイミング校正手段からの第2の校正信号を受け振幅成分とライスデータのタイミングを補正する第2のタイミング補正手段とが付加されていることが好ましい。

この構成によれば、以下のような作用効果を有する。振幅ライスデータと振幅成分のタイミングが、振幅ライスデータと振幅成分の各入力から高周波電力増幅器の出力に至るまでのレイアウトによる遅延、あるいはトランジスタによる配線長や寄生成分による遅延によってずれると、ライスデータによって駆動されたスイッチによって導通されたスイッチングレギュレータ出力と振幅成分の値がずれ、リニア電圧変換手段で不必要に大きな電圧ドロップが生じ電源効率が低下するかあるいは

リニア電圧変換手段がオフしてしまう。ところが、第1および第2の電圧検出手段と第2のタイミング校正手段と第2のタイミング補正手段とを設けたことにより、正確に振幅ライステータと振幅成分のタイミングを補正でき、理想的な電源効率を実現できる。

上記第1または第2の発明の送信機においては、リニア電圧変換手段が例えばエミッタフォロワで構成される。

この構成によれば、振幅成分を、それよりP-N接合のビルトインポテンシャルで決定されるエミッターベース間電圧の一定の電圧レベル（たとえば0.7V）だけ低い電圧に変換し、またフィードバックループを持たないため、ループによる帯域制限もなく、構成が簡単になる。

上記第1または第2の発明の送信機においては、リニア電圧変換手段がリニアレギュレータで構成される場合もある。

この構成によれば、フィードバックループにより正確に電圧レベルを制御でき、正しく振幅成分を電圧変換することができる。

上記第1または第2の発明の送信機においては、振幅成分を演算増幅器に入力し、演算増幅器の出力をエミッタフォロワの入力に接続し、エミッタフォロワの出力を演算増幅器に負帰還する構成とすることが好ましい。

この構成によれば、エミッタフォロワの非線形性、温度特性を補償し、振幅成分を正しく高周波電力増幅器に伝えることができる。

上記第1または第2の発明の送信機においては、エミッタフォロワをプッシュプル回路で構成し、振幅成分を演算増幅器に入力し、演算増幅器の出力をプッシュプル回路の入力に接続し、プッシュプル回路の出力を演算増幅器に負帰還するようにしてもよい。

この構成によれば、エミッタフォロワの非線形性、温度特性を補償し、演算増幅器の過渡特性で、電圧が演算増幅器に与えられる正の電源電圧

あるいは負の電源電圧でホールドされることを防ぎ、振幅成分を正しく高周波電力増幅器に伝えることができる。

第3の発明の送信機は、変調信号を発生する変調信号発生手段と、変調信号発生手段により発生された変調信号から振幅成分を抽出する振幅抽出手段と、振幅抽出手段で抽出された振幅成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、複数のスイッチングレギュレータの出力電圧の何れか一つを選択するスイッチ群と、振幅スライス手段によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従ってスイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、スイッチ群により選択された何れかのスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧として振幅成分を電圧変換するリニア電圧変換手段と、前記変調信号を高周波入力端子に入力し、前記リニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えている。

この構成によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータを設け、振幅成分のレベルに応じてスイッチングレギュレータを選択し、選択されたスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧としてリニア電圧変換手段が振幅成分を電圧変換することにより電圧変換を行う構成を採用している。そのため、電圧変換を行うときのリニア電圧変換手段による電圧ドロップを少なく抑えることができ、スイッチングレギュレータによる損失が少ないうえ、リニア電圧変換手段による電力損失も少なく抑えることができる。また、電圧変換にリニア電圧変換手段を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域なE E R法を実現することができる。

さらに、位相成分ではなく、変調信号をそのまま用いるため、振幅と位相成分に分離して行うE E R法では避けられなかつた、変調精度（Error Vector Magnitude：EVM）の劣化が回避できる。すなわち、位相成分を用いる場合、位相成分をデジタルアナログ変換器の帯域が許す範囲で、またEVMに影響を与えない程度にフィルタリングを行うが、フィルタリングによって生じる位相成分の部分的なレベル低下が、高周波増幅器の出力で位相成分が振幅成分と合成されたときにEVMの顕著な劣化を生じさせていた。また、変調信号から分離された位相成分にくらべて、変調信号は必要帯域幅が1／6ほど小さいため、デジタルアナログ変換器や、デジタルアナログ変換によって生じるスプリアス成分を抑圧するアンチエリエスフィルタの帯域幅を狭くすることができる。そのため、デジタルアナログ変換器の低消費電力化や、フィルタに用いるインダクタの小型化や低コスト化に有利である。

また、従来のE E R法では、ピーク電力が入力されたときでも高周波電力増幅器が十分飽和できるだけの入力レベルを注入していたため、高周波電力増幅器がOFF（振幅成分0）のときのアイソレーション特性（出力電力中の入力電力からの漏れの割合）が良くない場合、期待されるレベルよりも高い電力が出力され、振幅成分と掛け合わされた結果、高周波電力増幅器出力で正しい変調波を形成できない（EVM性能の劣化を招いていた）。ところが、本構成では、高周波電力増幅器がOFF（振幅成分0）のとき、高周波電力増幅器に入力される電力も0であるため、アイソレーション特性に依存せず、高周波電力増幅器出力で正しい変調波を形成できる。

第2の発明の送信機は、変調信号を発生する変調信号発生手段と、変調信号発生手段により発生された変調信号から振幅成分を抽出する振幅抽出手段と、振幅抽出手段で抽出された振幅成分を段階的に異なる複数

の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、複数のスイッチングレギュレータの出力電圧を各々電源電圧として振幅成分を電圧変換する複数のリニア電圧変換手段と、振幅信号を複数のリニア電圧変換手段へ伝達するスイッチ群と、振幅スライス手段によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従ってスイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、前記変調信号を高周波入力端子に入力し、前記リニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えている。

この構成によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータを設け、複数のスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧として複数のリニア電圧変換手段が振幅成分をそれぞれ電圧変換することにより電圧変換を行うとともに、振幅成分のレベルに応じて複数のリニア電圧変換手段の何れかを選択的に有効としている。そのため、電圧変換を行うときのリニア電圧変換手段による電圧ドロップを少なく抑えることができ、スイッチングレギュレータによる損失が少ないうえ、リニア電圧変換手段による電力損失も少なく抑えることができる。また、電圧変換にリニア電圧変換手段を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域なE E R法を実現することができる。また、スイッチングレギュレータと高周波電力増幅器との間にリニア電圧変換手段が入るのみで、スイッチ手段はその経路から外しているため、第3の発明の構成に比べて、電力損失をさらに低減することができる。

さらに、位相成分ではなく、変調信号をそのまま用いるため、振幅と

位相成分に分離して行う E E R 法では避けられなかつた、変調精度（Error Vector Magnitude : E V M）の劣化が回避できる。すなわち、位相成分を用いる場合、位相成分をデジタルアナログ変換器の帯域が許す範囲で、また E V M に影響を与えない程度にフィルタリングを行うが、フィルタリングによって生じる位相成分の部分的なレベル低下は、高周波増幅器の出力で位相成分が振幅成分と合成されたときに E V M の顕著な劣化を生じさせる。また、変調信号から分離された位相成分にくらべて、変調信号は必要帯域幅が $1/6$ ほど小さいため、デジタルアナログ変換器や、デジタルアナログ変換によって生じるスプリアス成分を抑圧するアンチエリエスフィルタの帯域幅を狭くすることができます。そのため、デジタルアナログ変換器の低消費電力化や、フィルタに用いるインダクタの小型化や低コスト化に有利である。

また、従来の E E R 法では、ピーク電力が入力されたときでも高周波電力増幅器が十分飽和できるだけの入力レベルを注入していたため、高周波電力増幅器が O F F （振幅成分 0）のときのアイソレーション特性が良くない場合、期待されるレベルよりも高い電力が出力され、振幅成分と掛け合わされた結果、高周波電力増幅器出力で正しい変調波を形成できない（E V M 性能の劣化を招いていた）が、本構成では、高周波電力増幅器が O F F （振幅成分 0）のとき、高周波電力増幅器に入力される電力も 0 であるため、アイソレーション特性に依存せず、高周波電力増幅器出力で正しい変調波を形成できる。

第 3 または第 4 の発明の送信機においては、リニア電圧変換手段が例えばエミッタフォロワで構成される。

この構成によれば、振幅成分を、それより P - N 接合のビルトインポテンシャルで決定されるエミッターベース間電圧の一定の電圧レベル（たとえば 0.7 V）だけ低い電圧に変換し、またフィードバックルー

プを持たないため、ループによる帯域制限もなく、構成が簡単になる。

第3または第4の発明の送信機においては、リニア電圧変換手段がリニアレギュレータで構成される場合もある。

この構成によれば、フィードバックループにより正確に電圧レベルを制御でき、正しく振幅成分をレベル変換することができる。

上記第3または第4の発明の送信機においては、振幅成分を演算増幅器に入力し、演算増幅器の出力をエミッタフォロワの入力に接続し、エミッタフォロワの出力を演算増幅器に負帰還する構成とすることが好ましい。

この構成によれば、エミッタフォロワの非線形性、温度特性を補償し、振幅成分を正しく高周波電力増幅器に伝えることができる。

上記第3または第4の発明の送信機においては、エミッタフォロワをプッシュプル回路で構成し、振幅成分を演算増幅器に入力し、演算増幅器の出力をプッシュプル回路の入力に接続し、プッシュプル回路の出力を演算増幅器に負帰還するようにしてもよい。

この構成によれば、エミッタフォロワの非線形性、温度特性を補償し、演算増幅器の過渡特性で、電圧が演算増幅器に与えられる正の電源電圧あるいは負の電源電圧でホールドされることを防ぎ、振幅成分を正しく高周波電力増幅器に伝えることができる。

以上、詳細に説明したように本発明によれば、高周波電力増幅器をスイッチ型として動作させることができるEER法において広帯域でかつ高効率な動作を可能とする。

図面の簡単な説明

図1は、本発明の実施の形態1の送信機の構成を示すブロック図である。

図 2 は、本発明の実施の形態 2 の送信機の構成を示すブロック図である。

図 3 は、本発明の実施の形態 3 の送信機の構成を示すブロック図である。

図 4 は、本発明の実施の形態 4 の送信機の構成を示すブロック図である。

図 5 は、本発明の実施の形態 5 の送信機の構成を示すブロック図である。

図 6 は、従来の送信機の構成を示すブロック図である。

図 7 は、本発明の実施の形態 6 の送信機の構成を示すブロック図である。

図 8 は、本発明の実施の形態 7 の送信機の構成を示すブロック図である。

図 9 は、本発明の実施の形態 8 の送信機の構成を示すブロック図である。

図 10 は、本発明の実施の形態 9 の送信機の要部の構成を示すブロック図である。

図 11 は、本発明の実施の形態 10 の送信機の要部の構成を示すブロック図である。

図 12 は、本発明の実施の形態 11 の送信機の要部の構成を示すブロック図である。

発明の実施するための最良の形態

以下、本発明の実施の形態を、図面を参照しながら説明する。

(実施の形態 1)

以下、図面を参照して本発明の実施の形態 1 について説明する。本実

施の形態では、広帯域変調信号を用いる IEEE 802.11a 規格の無線 LAN システムを例にあげて説明する。無線 LAN システムでは、直交する 52 本のサブキャリアのそれぞれに 64 QAM の変調を掛け、これを足し合わせて変調信号を得る。52 本のサブキャリアは、それぞれ 312.5 kHz 分離しており、 $52 \times 312.5 = 16.25 \text{ MHz}$ を占有する。

図 1 は EER 法を実現する本発明の実施の形態 1 による送信機の回路図を示している。この送信機は、図 1 に示すように、OFDM 信号生成手段 111 と、位相振幅分離手段 112 と、振幅スライス手段 113 と、スイッチングレギュレータ群 115 と、スイッチ群 121 と、スイッチドライバ 114 と、直交変調器 128 と、シリーズレギュレータ 129 と、スイッチ型の高周波電力増幅器 130 とで構成されている。

上記の OFDM 信号生成手段 111 は、OFDM 信号を生成するもので、変調信号を発生する変調信号発生手段に相当する。

位相振幅分離手段 112 は、例えば 5V の電源電圧を入力として、OFDM 信号生成手段 111 により生成された OFDM 信号を位相成分と振幅成分とに分離する。

振幅スライス手段 113 は、位相振幅分離手段 112 で分離された振幅成分を段階的に異なる適当な複数の電圧レベルでスライスする。この電圧レベルとしては、例えば、0.5V、1.0V、1.5V、2.0V、2.5V が設定される。図 1 には、振幅スライス手段 113 へ入力される振幅成分、つまり源信号と、振幅スライス手段 113 の出力信号、つまりスライス信号とが示されている。

ここで、図 1 に示されている源信号とスライス信号の関係について説明する。振幅スライス手段 113 は、図 1 のように振幅成分のレベルを検出し、そのレベルに対してあらかじめ設定された電圧レベルとの比較

を行い、図1のように振幅成分をスライスする。

振幅スライスの方法は、たとえば振幅成分が $0.5\text{V} < \text{振幅成分} \leq 1.0\text{V}$ ならば 1V に丸め込み、 $1\text{V} < \text{振幅成分} \leq 1.5\text{V}$ なら 1.5V に丸め込むなど、包含される範囲の最大値にレベルを丸め込む。図では計7つのレベルが存在するため、これを3ビットのデータに割り当て、3ビットのスライスデータがスイッチドライバ114に出力される。

スイッチングレギュレータ群115は、例えば 3V の電源電圧を入力とする複数、例えば4個のスイッチングレギュレータ、つまり4個のDC-DCコンバータ116～120からなる。DC-DCコンバータ116～120は、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する。具体的には、DC-DCコンバータ116～120は、それぞれ 3V の電圧を 2.5V 、 2.0V 、 1.5V 、 1.0V 、 0.5V の各電圧に変換する。

スイッチ群121は、何れか1個が選択的に導通する例えば5個のスイッチ122～127からなり、 3V の電源電圧と、複数のDC-DCコンバータ116～120の出力電圧である 2.5V 、 2.0V 、 1.5V 、 1.0V 、 0.5V の各電圧の何れか一つを選択する。なお、スイッチ122～127は、例えばMOSトランジスタで構成される。

スイッチドライバ114は、振幅スライス手段113によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従ってスイッチ群121の各スイッチ122～127を選択的に導通させる。

直交変調器128は、位相振幅分離手段112から出力される位相成分（直交成分（Quadrature）および同相成分（In-phase））を高周波信号に変換するもので、周波数変換手段に相当する。

シリーズレギュレータ（リニアレギュレータ）129は、スイッチ群121により選択された 3V の電源電圧もしくは何れかのDC-DCコ

ンバータ 116～120 の出力電圧を電源電圧として O F D M 信号の振幅成分を電圧変換するもので、リニア電圧変換手段に相当する。

高周波電力増幅器 (P A) 130 は、スイッチ型であって、直交変調器 128 から入力される高周波信号（位相成分を高周波変換したもの）を高周波入力端子に入力し、シリーズレュレータ 129 によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として位相および振幅がともに変調された、つまり振幅と位相とが掛け合わされた変調波を出力する。

以下動作について説明する、本実施の形態では、電源電圧 3 V のシステムを仮定している。

O F D M 信号生成手段 111 によって作成された O F D M 信号は、位相振幅分離手段 112 によって振幅成分と位相成分とに分離されて出力される。出力された振幅成分を基に、振幅スライス手段 113 は、スイッチ群 121 の各スイッチ 122～127 のオン／オフをドライブするためのドライブ情報を生成する。ドライブ情報を以下スライスデータと呼ぶ。

振幅スライスの方法は、たとえば振幅成分が
 $0 \text{ V} < \text{振幅成分} \leq 0.5 \text{ V}$
ならば 0.5 V に丸め込み、
 $0.5 \text{ V} < \text{振幅成分} \leq 1.0 \text{ V}$
ならば 1.0 V に丸め込み、
 $1.0 \text{ V} < \text{振幅成分} \leq 1.5 \text{ V}$
ならば 1.5 V に丸め込み、
 $1.5 \text{ V} < \text{振幅成分} \leq 2.0 \text{ V}$
ならば 2.0 V に丸め込み、
 $2.0 \text{ V} < \text{振幅成分} \leq 2.5 \text{ V}$

ならば 2.5 V に丸め込み、

2.5 V < 振幅成分 \leq 3.0 V

ならば 3.0 V に丸め込むというように、振幅成分が包含されるしきい値範囲を検出し、包含される範囲の最大値にレベルを丸め込む。

丸め込みは、次のようにして行う。DC-DC コンバータ 116～120 は丸め込まれる電圧レベルと同じ出力電圧 (2.5 V, 2.0 V, 1.5 V, 1.0 V, 0.5 V) が出力されるよう用意される。振幅成分のレベルに従い、振幅スライス手段 113 がスイッチドライバ 114 にどの DC-DC コンバータ (116, 117, 118, 119 または 120) の出力をアクティブにするかの情報を与える。与えられた情報に従い、スイッチドライバ 114 は DC-DC コンバータ 116～120 の出力段に設けられたスイッチ 122～127 を選択的にオン／オフし、丸め込まれた電圧に対応する電圧を出力する。

具体例を説明すると、振幅成分が 1.2 V のときは DC-DC コンバータ 118 のバスがオンとなり、1.5 V の電圧がシリーズレュレータ 129 の電圧入力端子に与えられる。同様に、振幅成分が 1.6 V のときは DC-DC コンバータ 117 のバスがオンとなり、2.0 V の電圧がシリーズレュレータ 129 の電圧入力端子に与えられる。

位相振幅分離手段 112 から出力された振幅成分は、シリーズレュレータ 129 のリファレンス入力端に入力され、シリーズレュレータ 129 の出力電圧を変調する。このとき、シリーズレュレータ 129 は、内部にフィードバックループを有するため、振幅成分のオフセットは必要ない。

また、振幅成分は、スライスデータと同期がとられた形で出力されることが望ましい。

このとき、振幅成分とスライスデータとの同期がとれていないと、不

必要に大きな電圧ドロップが現れ、電源損失が悪化してしまう。

このような動作を実現することで、シリーズレュレータ 129 の電圧ドロップ (DC - DC コンバータ出力とシリーズレギュレータ出力の電位差) は小さな値に保持され、シリーズレュレータ 129 による電源損失は小さく抑えられる。

また、位相成分は、変調波に周波数変換する必要があるため、I (同相) 信号およびQ (直交) 信号として直交変調器 128 に入力され、搬送波と掛け合わされる。

高周波電力增幅器 130 には、シリーズレュレータ 129 から出力された振幅成分が電源端子から入力され、直交変調器 128 から出力された位相成分 (変調波) が、高周波信号入力端子から入力される。高周波電力増幅器 130 の出力には、位相成分と振幅成分とが掛け合わされた結果が出力され、正しいOFDM 出力が得られる。

振幅成分と位相成分とは高周波電力増幅器 130 で掛け合わされるときには、タイミングずれがないことが望ましい。

以上説明したとおりの動作により、期待される効果について以下に述べる。

DC - DC コンバータ 116 ~ 120 での電源損失が 9.6 % であり、スイッチ 122 ~ 127 の電圧ドロップが 0.1 V であるとする。これらの値は、実際に市場で手に入る部品のデータを元にしている。また、スイッチ型の高周波電力増幅器 130 の効率が 80 % であると仮定する。

無線 LAN IEEE 802.11a 規格の場合、たとえば平均出力電力は 13 dBm (20 mW) と仮定でき、このときピーク電力は平均電力の +7 dB で 20 dBm (100 mW) となる。したがって、高周波電力増幅器 130 としては、ピーク電力 20 dBm を出力する必要がある。高周波電力増幅器 130 の電力効率 (RF 出力電力 / 加えられ

たDC電力)を80%とすると、AC電力PACがピーク電力100mW(20dBm)のとき、DC電力PDCは125mWとなる。このとき、電源を3Vとすると、ピーク時41.7mAの電流が必要になる。平均電力時には高周波電力増幅器130に必要な電源電圧は1.3Vであるが、AC電力PACの平均出力電力20mW(13dBm)に対して、DC電力PDCが25mWとなるため、19.2mAの電流が必要となる。

以後、平均電力時すなわち出力20mWの効率について検討する。

電源部の電力損失について検討すると、まずスライスデータは0.5Vごとに切っているため、シリーズレギュレータ129での電圧ドロップは最高でも0.5Vであり、さらにスイッチ群121を構成する各スイッチ(NPNトランジスタ)122～127のコレクターエミッタ間飽和電圧VCEを0.1Vとすると、スイッチ群121とシリーズレギュレータ129での電源損失は $19.2\text{mA} \times 0.6\text{V} = 11.5\text{mW}$ と計算される。

また、DC-DCコンバータ116～120の電源損失は4%であるら、DC-DCコンバータ116～120での電源損失は $25\text{mW} \times 0.04 = 1.0\text{mW}$

となる。

したがって、スイッチ群121とシリーズレギュレータ129とDC-DCコンバータ116～120とを合わせた電源損失は $11.5\text{mW} + 1.0\text{mW} = 12.5\text{mW}$

となる。その結果、ピーク電力時のトータルの効率は

$$20\text{mW} / (25\text{mW} + 12.5\text{mW}) = 53.3\%$$

となる。

通常の線形アンプを用いた場合、高々10%の効率しか得られなかつ

たのに対して、大幅な効率改善が可能となる。

さらに従来、DC-DCコンバータを変調するなどしていた電圧変換部を、定電圧を出力するスイッチングレギュレータ群（DC-DCコンバータ116～120）およびシリーズレュレータ129という構成にすることにより、DC-DCコンバータ単独では困難であった広帯域化を実現できる。その理由は以下のとおりである。

すなわち、シリーズレュレータ129では、帯域を制限するようなローパスフィルタを設ける必要がなく、ローパスフィルタによって必然的に帯域制限されていた問題が解消され、他の要因たとえばシリーズレュレータ129のトランジスタ特性あるいは、フィードバックループによる位相遅延などによって決定される帯域で制限されるのみである。

これらの制限要素は、これまでの5MHzという帯域を大きく上回る帯域を実現できるものであり、無線LANなど20MHzに及ぶ変調帯域を十分に包括できる。

さらに、高周波電力増幅器130の出力に帯域制限フィルタがあってもよい。

さらに、DC-DCコンバータ116～120は、出力にローパスフィルタも含んだものを指している。この構成において、シリーズレュレータ129の出力と高周波電力増幅器130の電源端子の間に変調波帯域外のスプリアスを抑制するローパスフィルタがあつても良い。

なお、振幅成分と振幅スライスデータは同期がとれていることが望ましいとしたが、DC-DCコンバータ116～120の出力電圧に対し、シリーズレュレータ129の出力電圧が大きくならないよう調整されていれば問題はない。また、多少のタイミングずれがあっても前述の状態にならないよう、たとえばあらかじめスライスデータに時間的余裕をもたせててもよい。

さらに、振幅成分と位相成分とが高周波電力増幅器 130 に同期がとれた状態で入力されることが望ましいとしたが、タイミングがずれると、送信出力のペクトル誤差量 (Error Vector Magnitude) が悪化し、無線規格を満足しなくなる。したがって、次のような方法によって、タイミングをできるだけ合わせることが必要である。

1つ目は、製造時にのみタイミング調整する方法である。この方法は無線回路にフィードバック回路などを設ける必要がなく、簡略化できる。ただし、使用環境によっては同期がとれなくなることもある。

2つ目は電源オン時にのみタイミング調整をする方法である。この方法によれば電源をオンした環境に対応でき、1つ目の方法よりもより確実に同期がとれる。ただし、校正にかかる時間分だけ通信ができなくなる問題がある。

さらに、3つ目の方法として、たとえば無線 LAN のように、TDD (時分割多重) の場合、送信と受信を交互に繰り返すが、このような無線通信においては、送受間の切替時間を利用してタイミング調整をする方法がある。これは、環境に逐次適応できもっとも理想的であるが、無線規格で規定される送受切替時間内で校正が終了する必要がある。無線 LAN では $1 \mu s$ 以下であるため、このような短時間で終了する工夫が必要となる。

さらに4つ目の方法として、送信時にもレシーバをオンしておき、アンテナスイッチから受信部に回り込む送信波を受信、復調しそのビットエラー量が最低になるように振幅成分、位相成分のタイミングを補正する方法がある。この方法では、アンテナスイッチのアイソレーションが十分でない場合受信部に大きな電力が入力されるため、受信部の線形性を高くしておく必要がある。

またこれらの組み合わせも考えられる。

なお、本実施の形態では、変調回路としてベースバンド I Q 信号を直接高周波信号までアップコンバートするダイレクト変調方式を用いたが、他にも局部発振信号源として用いる電圧制御発振器の電圧可変容量部たとえばバラクタダイオードや、多数の容量値を有する固定容量をMOSトランジスタスイッチによって組み合わせ可変容量を実現する容量などを、ベースバンド信号を波形整形したもので、直接変調する直接変調方式であってもよい。

直接変調方式では、回路形式が簡単になり、低消費電流化が図れるが、変調精度が厳しい場合などは適さない。さらに I Q 信号を直接高周波信号にアップコンバートするのではなく、中間周波数を介して高周波信号にアップコンバートする方式もある。この方式では、局部発振信号源と送信波の周波数が異なるため、局部発振信号源が送信波によって振られる問題が回避できる。ただし、消費電流やスプリアスの点で不利である。

以上説明したように、この実施の形態によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のDC-DCコンバータ 116～120を設け、振幅成分のレベルに応じていずれかのDC-DCコンバータを選択し、選択されたDC-DCコンバータの出力電圧を電源電圧としてシリーズレュレータ 129が振幅成分を電圧変換する構成を採用している。そのため、電圧変換を行うときのシリーズレュレータ 129による電圧ドロップを少なく抑えることができ、DC-DCコンバータによる損失が少ないうえ、シリーズレュレータ 129による電力損失も少なく抑えることができる。また、電圧変換にシリーズレュレータ 129を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域な EER 法を実現することができる。

また、リニア電圧変換手段としてシリーズレュレータ 129を用いて

いることにより、フィードバックループにより正確に電圧レベルを制御でき、正しく振幅成分を電圧変換することができる。

また、位相振幅分離手段 112 の位相成分の出力端と高周波電力増幅器 130 の入力端との間に周波数変換手段である直交変調器 128 を設けたので、以下のような効果が得られる。位相振幅分離手段 112 の帯域はせいぜい数百MHz であるため、搬送波がGHz を超えるような場合、これを処理することができないが、周波数変換手段であるたとえば直交変調器 128などを用いることにより、容易に搬送波周波数をアップコンバートできる。

(実施の形態 2)

図 2 に本発明の実施の形態 2 における送信機のブロック図を示している。本実施の形態はシリーズレギュレータ 129 に代えて、エミッタフォロワ 229 を用いた点で、実施の形態 1 とは異なる。それ以外は実施の形態 6 と同じ構成と動作なので、同じ符号を付し、説明を省略する。エミッタフォロワ 229 は、スイッチ群 121 の出力をコレクタに入力し、ベースに入力した位相振幅分離手段 112 の電圧をもとに、高周波電力増幅器 130 に電源電圧を与える。

以下エミッタフォロワ 229 を用いることによって追加される効果について述べる。シリーズレギュレータではフィードバックループによる位相遅延などによって帯域が十分取れないことがある。一方、エミッタフォロワ 229 を用いる場合、トランジスタ特性によって決定される帯域で制限される。しかし、この制限要素は、これまでの 5MHz という帯域を大きく上回る帯域を実現でき、無線 LAN など 20MHz に及ぶ変調帯域を十分に包括できる。

(実施の形態 3)

図 3 に本発明の実施の形態 8 における送信機のブロック図を示してい

る。本実施の形態は、電源およびDC-D Cコンバータ群115からの出力を出力と同じ数のエミッタフォロワ群329のコレクタに直接接続し、このエミッタフォロワ群329のベース端子につながるバスをエミッタフォロワ群329と同数のスイッチ群121で切り替える点で実施の形態1，2と異なる。実施の形態1，2と同じ構成のところは同じ符号を付し、説明は省略する。なお、エミッタフォロワ群329は、リニア電圧変換手段に相当する。なお、スイッチ群121はNMOSトランジスタで構成されることが望ましい。また、本実施の形態では、複数のエミッタフォロワを用いていたが、これに代えて、シリーズレギュレータを使用した実施の形態も、上記と同様に考えることができる。

実施の形態3で期待される付加的な効果は、DC-D Cコンバータ群115と高周波電力増幅器130との間にエミッタフォロワ330～335が入るのみで、スイッチ群121は電源経路（電源から高周波電力増幅器130への経路）から外しているため、実施の形態1の構成に比べて、電力損失をさらに低減することができる。

（実施の形態4）

以下、図面を参照して本発明の実施の形態4について説明する。

図4は本発明の実施の形態4によるEER法を実現する送信機の回路図を示している。

本実施の形態では、実施の形態1に記載の構成に新たに以下の構成を付加している。すなわち、高周波電力増幅器130の出力にたとえば高周波電力を取り出す方向性結合器431を付加し、フィードバック手段である方向性結合器431によって取り出された電力をたとえばダイオード検波によって振幅成分を抽出することにより、位相振幅分離手段112からの振幅成分と比較し、その誤差ができるだけ小さくなるよう位相成分と振幅成分のタイミングを校正するタイミング校正手段433を

設け、タイミング校正手段 433 から出力された校正データに基づいて、たとえば位相成分のタイミングを補正するタイミング補正手段 432 たとえば遅延回路を設けている。

その他の構成および動作については実施の形態 1 と同じであるため、詳しい説明は省略する。なお、図 4において、符号 111 は O F D M 信号生成手段を示し、符号 113 は振幅スライス手段を示し、符号 114 はスイッチドライバを示し、符号 115 はスイッチングレギュレータ群を示し、符号 116～120 は D C - D C コンバータを示し、符号 121 はスイッチ群を示し、符号 122～127 はスイッチを示し、符号 129 はシリーズレギュレータを示し、符号 128 は直交変調器を示している。

この実施の形態によれば、以下のような効果が得られる。位相成分と振幅成分のタイミングが、各変調波成分の入力から高周波電力増幅器 130 の出力にいたるまでの、レイアウトによる遅延、あるいはトランジスタによる配線長や寄生成分による遅延によってずれると、正しく元の変調波を再現できない。ところが、方向性結合器 431、タイミング校正手段 433 およびタイミング補正手段 432 を設けたことにより、正確に位相成分と振幅成分のタイミングを補正でき、高周波電力増幅器出力で正しい変調波が再現できる。その他の効果については、実施の形態 1 と同様である。

(実施の形態 5)

以下、図面を参照して本発明の実施の形態 5 について説明する。

図 5 は本発明の実施の形態 5 による E E R 法を実現する送信機の回路図を示している。

本実施の形態では、実施の形態 4 に記載の構成に新たに以下の構成が付加されている。すなわち、シリーズレギュレータ 129 の D C - D C

コンバータ出力が入力される端子に電圧を検出する手段たとえば数 $K\Omega$ の抵抗 534 が付加され、振幅成分が入力される端子に電圧を検出する手段たとえば数 $K\Omega$ の抵抗 535 が付加されている。

上記抵抗 534, 535 によって、振幅成分のレベルとスライスデータによって選択される DC-D C コンバータの出力レベルとが検出されている。タイミング校正手段 433 でこれらの電圧差が計算され、DC-D C コンバータの出力が振幅成分に対して、適当な電圧となるようタイミング調整信号を生成する。

そして、タイミング校正手段 433 から出力された校正データ（タイミング調整信号）に基づいて、たとえば振幅スライス手段 113 へのタイミングを補正するタイミング補正手段 536 たとえば遅延回路が新たに付加されている。

その他の構成および動作については、実施の形態 1, 4 と同じであるため省略する。なお、図 5において、符号 111 は OFDM 信号生成手段を示し、符号 113 は振幅スライス手段を示し、符号 114 はスイッチドライバを示し、符号 115 はスイッチングレギュレータ群を示し、符号 116～120 は DC-D C コンバータを示し、符号 121 はスイッチ群を示し、符号 122～127 はスイッチを示し、符号 128 は直交変調器を示し、符号 130 は高周波電力増幅器を示し、符号 431 は方向性結合器を示し、符号 432 はタイミング補正手段を示している。

この実施の形態によれば、以下のような効果が得られる。振幅スライスデータと振幅成分のタイミングが、振幅スライスデータと振幅成分の各入力から、高周波電力増幅器 130 の出力に至るまでのレイアウトによる遅延、あるいはトランジスタによる配線長や寄生成分による遅延によつてずれると、スライスデータによって駆動されたスイッチによって導通されたスイッチングレギュレータ群 115 の出力と振幅成分の値が

大きくずれ、効率が低下するかあるいはシリーズレギュレータ 129 がオフしてしまう。ところが、抵抗 534, 535、タイミング校正手段 433 およびタイミング補正手段 536 を設けたことにより、正確に振幅スライスデータと振幅成分のタイミングを補正でき、理想的な効率を実現できる。その他の効果については、第 1 または第 4 の実施の形態と同様である。

(実施の形態 6)

以下、図面を参照して本発明の実施の形態 6 について説明する。本実施の形態では、広帯域変調信号を用いる IEEE802.11a 規格の無線 LAN システムを例にあげて説明する。無線 LAN システムでは、直交する 52 本のサブキャリアのそれぞれに 64QAM の変調を掛け、これを足し合わせて変調信号を得る。52 本のサブキャリアは、それぞれ 312.5 kHz 分離しており、 $52 \times 312.5 = 16.25 \text{ MHz}$ を占有する。

図 7 は本発明の実施の形態 6 による EER 法を実現する送信機の回路図を示している。この送信機は、図 7 に示すように、OFDM 信号生成手段 611 と、振幅抽出手段 612 と、振幅スライス手段 613 と、スイッチングレギュレータ群 615 と、スイッチ群 621 と、スイッチドライバ 614 と、直交変調器 628 と、シリーズレギュレータ 629 と、スイッチ型の高周波電力増幅器 630 などで構成されている。

上記の OFDM 信号生成手段 611 は、変調信号を発生する変調信号発生手段に相当する。

振幅抽出手段 612 は、OFDM 信号生成手段 611 により生成された変調信号から振幅成分を抽出する。

振幅スライス手段 613 は、振幅抽出手段 612 で抽出された振幅成分を段階的に異なる適当な複数の電圧レベルでスライスする。この電圧

レベルとしては、例えば、0.5V、1.0V、1.5V、2.0V、2.5V、3.0Vが設定される。図7には、振幅スライス手段613へ入力される振幅成分、つまり源信号と、振幅スライス手段613の出力信号、つまりスライス信号が示されている。

ここで、図7に示されている源信号とスライス信号の関係について説明する。振幅スライス手段613は、図7のように振幅成分の振幅レベルを検出し、そのレベルに対してあらかじめ設定された電圧レベルとの比較を行い、図7のように振幅成分をスライスする。

振幅スライスの方法は、たとえば振幅成分が $0.5V < \text{振幅成分} \leq 1.0V$ ならば1Vに丸め込み、 $1.0V < \text{振幅成分} \leq 1.5V$ なら1.5Vに丸め込むなど、包含される範囲の最大値にレベルを丸め込む。図では計7つのレベルが存在するため、これを3ビットのデータに割り当て、3ビットのスライスデータがスイッチドライバ614に出力される。

スイッチングレギュレータ群615は、例えば3Vの電源電圧を入力とする複数、例えば5個のスイッチングレギュレータ、つまり5個のDC-DCコンバータ616～620からなる。DC-DCコンバータ616～620は、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する。具体的には、DC-DCコンバータ616～620は、それぞれ3Vの電圧を2.5V、2.0V、1.5V、1.0V、0.5Vの各電圧に変換する。

スイッチ群621は、何れか1個が選択的に導通する例えば6個のスイッチ622～627からなり、3Vの電源電圧と、複数のDC-DCコンバータ616～620の出力電圧である2.5V、2.0V、1.5V、1.0V、0.5Vの各電圧の何れか一つを選択する。なお、スイッチ622～627は、例えばNPNトランジスタで構成され、そのベース電圧がたとえばMOSトランジスタでスイッチされ、DC-DC

コンバータ群 615 の出力をスイッチする。

スイッチドライバ 614 は、振幅スライス手段 613 によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従ってスイッチ群 621 の各スイッチ 622～627 を選択的に導通させる。

直交変調器 628 は、O F D M 信号生成手段 611 から出力される変調信号に搬送波を乗算し変調波に変換するもので、周波数変換手段に相当する。

シリーズレギュレータ（リニアレギュレータ）629 は、スイッチ群 621 により選択された 3 V の電源電圧もしくは何れかのスイッチングレギュレータ 616～620 の出力電圧を電源電圧として変調信号の振幅成分を電圧変換するもので、リニア電圧変換手段に相当する。

高周波電力増幅器（P A）630 は、スイッチ型であって、直交変調器 628 から入力される変調波を高周波入力端子に入力し、シリーズレギュレータ 629 によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として増幅された変調波を出力する。

以下動作について説明する、本実施の形態では、電源電圧 3 V のシステムを仮定している。

O F D M 信号生成手段 611 によって作成された変調信号は、振幅抽出手段 612 によって振幅成分が抽出されて出力される。出力された振幅成分を基に、振幅スライス手段 613 は、スイッチ群 621 の各スイッチ 622～627 のオン／オフをドライブするためのドライブ情報を生成する。ドライブ情報を以下スライスデータと呼ぶ。

振幅スライスの方法は、たとえば振幅成分の振幅レベルが

$0 \text{ V} < \text{振幅レベル} \leq 0.5 \text{ V}$

ならば 0.5 V に丸め込み、

$0.5 \text{ V} < \text{振幅レベル} \leq 1.0 \text{ V}$

ならば 1. 0 V に丸め込み、

1. 0 V < 振幅レベル \leq 1. 5 V

ならば 1. 5 V に丸め込み、

1. 5 V < 振幅レベル \leq 2. 0 V

ならば 2. 0 V に丸め込み、

2. 0 V < 振幅レベル \leq 2. 5 V

ならば 2. 5 V に丸め込み、

2. 5 V < 振幅レベル \leq 3. 0 V

ならば 3. 0 V に丸め込むというように、振幅レベルが包含されるしきい値範囲を検出し、包含される範囲の最大値にレベルを丸め込む。

丸め込みは、次のようにして行う。DC-DCコンバータ 616～620は丸め込まれる電圧レベルと同じ出力電圧(2.5V、2.0V、1.5V、1.0V、0.5V)が出力されるよう用意される。振幅成分のレベルに従い、スライス手段 613がスイッチドライバ 614にどのDC-DCコンバータ 616～620または3V電源の出力をアクティブにするかの情報を与える。与えられた情報に従い、スイッチドライバ 614はDC-DCコンバータ 616～620の出力段または3V電源に設けられたスイッチ 622～627を選択的にオン／オフし、丸め込まれた電圧に対応する電圧を出力する。

具体例を説明すると、振幅成分が 1. 1 V のときは DC-DC コンバータ 618 のバスがオンとなり、1. 5 V の電圧がシリーズレギュレータ 629 の電圧入力端子に与えられる。同様に、振幅成分が 1. 6 V のときは DC-DC コンバータ 617 のバスがオンとなり、2. 0 V の電圧がシリーズレギュレータ 629 の電圧入力端子に与えられる。

振幅抽出手段 612 から出力された振幅成分は、シリーズレギュレータ 629 のリファレンス入力端に入力され、シリーズレギュレータ 62

9の出力電圧を変調する。

また、振幅成分は、スライスデータと同期がとられた形で出力されることが望ましい。

このとき、振幅成分とスライスデータとの同期がとれていないと、不必要に大きな電圧ドロップが現れ、電源損失が悪化してしまう。

このような動作を実現することで、シリーズレギュレータ627の電圧ドロップ（DC-DCコンバータ出力とシリーズレギュレータ出力の電位差）は小さな値に保持され、シリーズレギュレータ629による電源損失は小さく抑えられる。

また、変調信号は、変調波に周波数変換する必要があるため、I（同相）信号およびQ（直交）信号として直交変調器628に入力され、搬送波と掛け合わされる。

高周波電力增幅器630には、シリーズレギュレータ629から出力された振幅成分が電源端子から入力され、直交変調器628から出力された変調波が、高周波信号入力端子から入力される。高周波電力增幅器630には飽和型のアンプを用いるため、その出力は飽和し、高周波電力增幅器630の出力で、変調波の振幅成分は均一化され、位相成分だけが抽出される。その結果、高周波増幅器の出力では、位相成分と振幅成分とが掛け合わされた変調出力が出力され、元の変調波が得られる。

振幅成分と、位相成分とは高周波電力增幅器630で掛け合わされるときには、タイミングずれがないことが望ましい。

以上説明したとおりの動作により、期待される効果について以下に述べる。DC-DCコンバータ616～620での電源損失が96%であり、スイッチ622～627の電圧ドロップが0.1Vであるとする。これらの値は、実際に市場で手に入る部品のデータを元にしている。また、スイッチ型の高周波電力增幅器630の効率が80%であると仮定

する。

無線 LAN IEEE 802.11a 規格の場合、たとえば平均出力電力は 13 dBm (20 mW) と仮定でき、このときピーク電力は平均電力の +7 dB で 20 dBm (100 mW) となる。したがって、高周波電力増幅器 630 としては、ピーク電力 20 dBm を出力する必要がある。高周波電力増幅器 630 の電力効率 (RF 出力電力 / 加えられた DC 電力) を 80 % とすると、AC 電力 PAC がピーク電力 100 mW (20 dBm) のとき、DC 電力 PDC は 125 mW となる。このとき、電源を 3 V とすると、ピーク時 41.7 mA の電流が必要になる。平均電力時には高周波電力増幅器 630 に必要な電源電圧は 1.3 V であるが、AC 電力 PAC の平均出力電力 20 mW (13 dBm) に対して、DC 電力 PDC が 25 mW となるため、19.2 mA の電流が必要となる。

以後、平均電力時すなわち出力 20 mW の効率について検討する。

電源部の電力損失について検討すると、まずライスデータは 0.5 V ごとに切っているため、シリーズレギュレータ 629 での電圧ドロップは最高でも 0.5 V であり、さらにスイッチ群 621 を構成する各スイッチ (NPN トランジスタ) 622 ~ 627 のコレクターエミッタ間飽和電圧 VCE を 0.1 V とすると、スイッチ群 621 とシリーズレギュレータ 629 での電源損失は $19.2 \text{ mA} \times 0.6 \text{ V} = 11.5 \text{ mW}$ と計算される。

また、DC-DC コンバータ 616 ~ 620 の電源損失は 4 % であるら、DC-DC コンバータ 616 ~ 620 での電源損失は $25 \text{ mW} \times 0.04 = 1.0 \text{ mW}$ となる。

したがって、スイッチ群 621 とシリーズレギュレータ 629 と DC

- D C コンバータ 6 1 6 ~ 6 2 0 とを合わせた電源損失は

$$11.5 \text{ mW} + 1.0 \text{ mW} = 12.5 \text{ mW}$$

となる。その結果、ピーク電力時のトータルの効率は

$$20 \text{ mW} / (25 \text{ mW} + 12.5 \text{ mW}) = 53.3\%$$

となる。

通常の線形アンプを用いた場合、高々 10% の効率しか得られなかつたのに対して、大幅な効率改善が可能となる。

さらに従来、D C - D C コンバータを変調するなどしていた電圧変換部を、定電圧を出力するスイッチングレギュレータ群（D C - D C コンバータ 6 1 6 ~ 6 2 0）およびシリーズレギュレータ 6 2 9 という構成にすることにより、D C - D C コンバータ単独では困難であった広帯域化を実現できる。その理由は以下のとおりである。

すなわち、シリーズレギュレータ 6 2 9 では、帯域を制限するようなローパスフィルタを設ける必要がなく、ローパスフィルタによって必然的に帯域制限されていた問題が解消され、他の要因たとえばシリーズレギュレータ 6 2 9 のトランジスタ特性あるいは、フィードバックループによる位相遅延などによって決定される帯域で制限される。

これらの制限要素は、これまでの 5 M H z という帯域を大きく上回る帯域を実現でき、無線 L A N など 20 M H z に及ぶ変調帯域を十分に包括できる。

さらに、高周波電力増幅器 6 3 0 の出力に帯域制限フィルタがあってもよい。

さらに、D C - D C コンバータ 6 1 6 ~ 6 2 0 は、出力にローパスフィルタも含んだものを指しており、かつシリーズレギュレータ 6 2 9 の出力と高周波電力増幅器 6 3 0 の電源端子の間に変調波帯域外のスプリアスを抑制するローパスフィルタがあつても良い。

なお、振幅成分と振幅スライスデータは同期がとれ、いることが望ましいとしたが、DC-D Cコンバータ 616～620の出力電圧に対し、シリーズレギュレータ 629の出力電圧が大きくならないように調整されていれば問題はなく、多少のタイミングずれがあつても前述の状態にならぬよう、たとえばあらかじめスライスデータに時間的余裕をもたせてよい。

さらに、振幅成分と位相成分とが高周波電力増幅器 630に同期がとれた状態で入力されることが望ましいとしたが、タイミングがずれると、送信出力のベクトル誤差量 (Error Vector Magnitude) が悪化し、無線規格を満足しなくなる。したがって、次のような方法によって、タイミングをできるだけ合わせることが必要である。

1つ目は、製造時にのみタイミング調整する方法である。この方法は無線回路にフィードバック回路などを設ける必要がなく、無線回路を簡略化できる。ただし、使用環境によっては同期がとれなくなることもある。

2つ目は電源オン時にのみタイミング調整をする方法である。この方法によれば電源をオンした環境に対応でき、1つ目の方法よりもより確実に同期がとれる。ただし、校正にかかる時間分だけ通信ができなくなる問題がある。

さらに、3つ目の方法として、たとえば無線LANのように、送信と受信を交互に繰り返す無線通信においては、送信開始時のプリアンブル期間を利用してタイミング調整をする方法がある。これは、環境に逐次適応できもっとも理想的であるが、プリアンブルに比べて十分短い時間内で校正が終了する必要がある。無線LANでは $1 \mu s$ 程度で終了する必要がある。

さらに4つ目の方法として、送信時にもレシーバをオンしておき、ア

ンテナスイッチから受信部に回り込む送信波を受信、復調しそのベクトル誤差量やピットエラー量が最低になるように振幅成分、位相成分のタイミングを補正する方法がある。この方法では、アンテナスイッチのアイソレーションが十分でない場合受信部に大きな電力が入力されるため、受信部の線形性を高くしておく必要がある。

またこれらの組み合わせも考えられる。

以上説明したように、この実施の形態によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のDC-DCコンバータ616～620を設け、振幅成分のレベルに応じていずれかのDC-DCコンバータを選択し、選択されたDC-DCコンバータの出力電圧を電源電圧としてシリーズレギュレータ629が振幅成分を電圧変換する構成を採用している。そのため、電圧変換を行うときのシリーズレギュレータ629による電圧ドロップを少なく抑えることができ、DC-DCコンバータによる損失が少ないうえ、シリーズレギュレータ629による電力損失も少なく抑えることができる。また、振幅にシリーズレギュレータ629を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域なEER法を実現することができる。

また、リニア電圧変換手段としてシリーズレギュレータ629を用いることにより、フィードバックループにより正確に電圧レベルを制御でき、正しく振幅成分をレベル変換することができる。

さらに、位相成分ではなく、変調信号をそのまま用いるため、振幅と位相成分に分離して行うEER法では避けられなかった、変調精度（Error Vector Magnitude：EVM）の劣化が回避できる。すなわち、位相成分を用いた場合、位相成分をデジタルアナログ変換器の帯域が許す範囲で、またEVMに影響を与えない程度にフィルタ

リングを行うが、フィルタリングによって生じる位相成分の部分的な振幅低下は、高周波増幅器の出力で位相成分が振幅成分と合成されたときにEVMの顕著な劣化を生じさせていた。また、変調信号から分離された位相成分にくらべて、変調信号は必要帯域幅が1/6ほど小さいため、デジタルアナログ変換器や、デジタルアナログ変換によって生じるスプリアス成分を抑圧するアンチエリアスフィルタの帯域幅を狭くすることができます。そのため、デジタルアナログ変換器の低消費電力化や、それ以降の回路の低コスト化に有利である。

また、従来のEER法では、ピーク電力が入力されたときでも高周波電力増幅器が十分飽和できるだけの入力レベルを注入していたため、高周波電力増幅器がOFF（振幅成分0）のときのアイソレーション特性が良くない場合、振幅成分と掛け合わせが正確に行われず、元の変調波を復元できなかつた（EVM性能の劣化を招いていた）。本構成では、高周波電力増幅器がOFF（振幅成分0）のとき、高周波電力増幅器に入力される電力も0であるため、アイソレーション特性に依存せず、正しい変調波が復元できる。

なお、本構成では直交変調器628をもちいて、変調信号を変調波に変換していたが、OFDM信号生成手段611が変調波を出力する場合は直交変調器628は不要になる。この場合、振幅抽出手段612は変調波の振幅を検波して、振幅成分を抽出する。

（実施の形態7）

図8に本発明の実施の形態7における送信機のブロック図を示している。本実施の形態はシリーズレギュレータ629に代えて、エミッタフォロワ729を用いた点で、実施の形態6とは異なる。それ以外は実施の形態6と同じ構成と動作なので、同じ符号を付し、説明を省略する。エミッタフォロア729は、スイッチ群621の出力をコレクタに入力

し、ベースに入力した振幅抽出手段 612 の電圧をもとに、高周波電力增幅器 630 に電源電圧を与える。

以下エミッタフォロワ 729 を用いることによって追加される効果について述べる。シリーズレギュレータではフィードバックループによる位相遅延などによって帯域が十分取れないことがある。一方、エミッタフォロワ 729 を用いる場合、トランジスタ特性によって決定される帯域で制限される。しかし、この制限要素は、これまでの 5 MHz という帯域を大きく上回る帯域を実現でき、無線 LAN など 20 MHz に及ぶ変調帯域を十分に包括できる。

(実施の形態 8)

図 9 に本発明の実施の形態 8 における送信機のブロック図を示している。本実施の形態は、電源および DC - DC コンバータ群 615 からの出力を出力と同じ数のエミッタフォロワ群 829 のコレクタに直接接続し、このエミッタフォロワ群 829 のベース端子につながるバスをエミッタフォロワ群 829 と同数のスイッチ群 621 で切り替える点で実施の形態 6, 7 と異なる。実施の形態 6, 7 と同じ構成のところは同じ符号を付し、説明は省略する。なお、エミッタフォロワ群 829 は、リニア電圧変換手段に相当する。なお、スイッチ群 621 は NMOS トランジスタで構成されることが望ましい。また、本実施の形態では、複数のエミッタフォロワを用いていたが、これに代えて、シリーズレギュレータを使用した実施の形態も、上記と同様に考えることができる。

実施の形態 8 で期待される付加的な効果は、DC - DC コンバータ群 615 と高周波電力增幅器 630との間にエミッタフォロワ 830 ~ 835 が入るのみで、スイッチ群 621 は電源経路（電源から高周波電力增幅器 630 への経路）から外しているため、実施の形態 6 の構成に比べて、電力損失をさらに低減することができる。

(実施の形態 9)

図 1 0 に本発明の実施の形態 9 における送信機の要部のブロック図を示している。この実施の形態の送信機は、図 1 0 に示すように、位相振幅分離手段 1 1 2 から出力される振幅成分を演算増幅器 9 0 1 に入力し、演算増幅器 9 0 1 の出力をエミッタフォロワ 2 2 9 の入力（ベース）に接続し、エミッタフォロワ 2 2 9 の出力（エミッタ）を演算増幅器 9 0 1 に負帰還するようにしている。符号 9 0 2, 9 0 3 はそれぞれバイパスコンデンサを示す。その他の構成は図 2 と同様である。

この実施の形態によれば、エミッタフォロワ 2 2 9 の非線形性、温度特性を補償し、振幅成分を正しく高周波電力増幅器 1 3 0 に伝えることができる。

(実施の形態 1 0)

図 1 1 に本発明の実施の形態 1 0 における送信機の要部のブロック図を示している。この実施の形態の送信機は、図 1 1 に示すように、エミッタフォロワ 9 1 0 が 1 個のトランジスタのみで構成されるのではなく、プッシュプル回路で構成されている。そして、この送信機は、位相振幅分離手段 1 1 2 から出力される振幅成分を演算増幅器 9 0 1 に入力し、演算増幅器 9 0 1 の出力をプッシュプル回路であるエミッタフォロワ 9 1 0 の入力に接続し、エミッタフォロワ 9 1 0 の出力を演算増幅器 9 0 1 に負帰還するようにしている。符号 9 0 2, 9 0 3 はそれぞれバイパスコンデンサを示す。符号 9 1 1, 9 1 2 はトランジスタ、9 1 3, 9 1 4 は抵抗、9 1 5, 9 1 6 はダイオードで、これらがエミッタフォロワを構成している。その他の構成は図 2 と同様である。

この実施の形態によれば、エミッタフォロワ 9 1 0 の非線形性、温度特性を補償し、演算増幅器 9 0 1 の過渡特性で、電圧が演算増幅器に与えられる正の電源電圧あるいは負の電源電圧でホールドされることを防

ぎ、振幅成分を正しく高周波電力増幅器 233 に伝えることができる。

(実施の形態 1 1)

図 12 に本発明の実施の形態 1 1 における送信機の要部のブロック図を示している。この実施の形態の送信機は、図 12 に示すように、エミッタフォロワ 920 がプッシュプル回路で構成されている。そして、この送信機は、位相振幅分離手段 112 から出力される振幅成分を演算増幅器 901 に入力し、演算増幅器 901 の出力をプッシュプル回路であるエミッタフォロワ 920 の入力に接続し、エミッタフォロワ 920 の出力を演算増幅器 901 に負帰還するようにしている。符号 902, 903 はそれぞれバイパスコンデンサを示す。符号 921, 922 はトランジスタ、923 は抵抗、924, 925 はダイオードで、これらがエミッタフォロワを構成している。その他の構成は図 2 と同様である。

この実施の形態によれば、実施の形態 1 0 と同様の作用効果を有する。

上記第 9、第 10、第 11 の実施の形態で説明した構成は、図 8 に示した送信機の回路にそれぞれ適用することもでき、その場合、第 9、第 10、第 11 の実施の形態と同様の効果が得られる。

産業上の利用可能性

本発明にかかる送信機は、高周波電力増幅器をスイッチ型として動作させることができる EER 法において広帯域でかつ高効率な動作を可能とする効果を有し、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex; 直交周波数分割多重) などサブキャリアを用いる通信方式の送信機等として有用である。

請 求 の 範 囲

1. 変調信号を発生する変調信号発生手段と、

前記変調信号発生手段により発生された前記変調信号を位相成分と振幅成分とに分離する位相振幅分離手段と、

前記位相振幅分離手段で分離された前記振幅成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、

電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、

前記複数のスイッチングレギュレータの出力電圧の何れか一つを選択するスイッチ群と、

前記振幅スライス手段によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従って前記スイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、

前記スイッチ群により選択された何れかのスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧として前記振幅成分を電圧変換するリニア電圧変換手段と、

前記位相成分を高周波入力端子に入力し、前記リニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として振幅と位相とが掛け合わされた変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えた送信機。

2. 変調信号を発生する変調信号発生手段と、

前記変調信号発生手段により発生された前記変調信号を位相成分と振幅成分とに分離する位相振幅分離手段と、

前記位相振幅分離手段で分離された前記振幅成分を段階的に異なる複

数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、

電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、

前記複数のスイッチングレギュレータの出力電圧を各々電源電圧として前記振幅成分を電圧変換する複数のリニア電圧変換手段と、

前記振幅成分を前記複数のリニア電圧変換手段へ伝達するスイッチ群と、

前記振幅スライス手段によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従って前記スイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、

前記位相成分を高周波入力端子に入力し、前記複数のリニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として振幅と位相とが掛け合わされた変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えた送信機。

3. 前記位相振幅分離手段の位相成分の出力端と前記高周波電力増幅器の入力端との間に周波数変換手段を有することを特徴とする請求項1または2記載の送信機。

4. 前記高周波電力増幅器の出力端に設けられて高周波出力電力をフィードバックするフィードバック手段と、

前記フィードバック手段の信号を基に位相と振幅のタイミングずれを校正するための第1の校正信号を発生する第1のタイミング校正手段と、

前記第1のタイミング校正手段からの第1の校正信号を受け、位相振幅分離手段から出力される振幅成分と位相成分のタイミングを補正する第1のタイミング補正手段とが付加されたことを特徴とする請求項1ま

たは 2 記載の送信機。

5. 前記スイッチングレギュレータの出力端と前記リニア電圧変換手段の電源電圧入力端との間に設けられて前記スイッチングレギュレータの出力電圧を検出する第 1 の電圧検出手段と、

前記リニア電圧変換手段の振幅成分入力端子に設けられて、振幅成分の電圧を検出する第 2 の電圧検出手段と、

前記第 1 および第 2 の電圧検出手段から得られた電圧振幅データを比較することにより、前記振幅成分と前記ライスデータのタイミングずれを校正するための第 2 の校正信号を出力する第 2 のタイミング校正手段と、

前記第 2 のタイミング校正手段からの第 2 の校正信号を受け前記振幅成分と前記ライスデータのタイミングを補正する第 2 のタイミング補正手段とが付加されたことを特徴とする請求項 1 または 2 記載の送信機。

6. 前記リニア電圧変換手段がエミッタフォロワであることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の送信機。

7. 前記リニア電圧変換手段がリニアレギュレータであることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の送信機。

8. 前記振幅成分を演算増幅器に入力し、前記演算増幅器の出力を前記エミッタフォロワの入力に接続し、前記エミッタフォロワの出力を前記演算増幅器に負帰還する請求項 6 記載の送信機。

9. 前記エミッタフォロワがプッシュプル回路からなり、前記振幅成

分を演算増幅器に入力し、前記演算増幅器の出力を前記プッシュプル回路の入力に接続し、前記プッシュプル回路の出力を前記演算増幅器に負帰還する請求項 6 記載の送信機。

10. 変調信号を発生する変調信号発生手段と、

前記変調信号発生手段により発生された前記変調信号から振幅成分を抽出する振幅抽出手段と、

前記振幅抽出手段で抽出された前記振幅成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、

電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、

前記複数のスイッチングレギュレータの出力電圧の何れか一つを選択するスイッチ群と、

前記振幅スライス手段によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従って前記スイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、

前記スイッチ群により選択された何れかのスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧として前記振幅成分を電圧変換するリニア電圧変換手段と、

前記変調信号を高周波入力端子に入力し、前記リニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えた送信機。

11. 変調信号を発生する変調信号発生手段と、

前記変調信号発生手段により発生された前記変調信号から振幅成分を抽出する振幅抽出手段と、

前記振幅抽出手段で抽出された前記振幅成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、

電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、

前記複数のスイッチングレギュレータの出力電圧を各々電源電圧として前記振幅成分を電圧変換する複数のリニア電圧変換手段と、

前記振幅信号を前記複数のリニア電圧変換手段へ伝達するスイッチ群と、

前記振幅スライス手段によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従って前記スイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、

前記変調信号を高周波入力端子に入力し、前記複数のリニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えた送信機。

1 2 . リニア電圧変換手段がエミッタフォロワであることを特徴とする請求項 1 0 または 1 1 記載の送信機。

1 3 . リニア電圧変換手段がリニアレギュレータであることを特徴とする請求項 1 0 または 1 1 記載の送信機。

1 4 . 前記振幅成分を演算増幅器に入力し、前記演算増幅器の出力を前記エミッタフォロワの入力に接続し、前記エミッタフォロワの出力を前記演算増幅器に負帰還する請求項 1 2 記載の送信機。

1 5 . 前記エミッタフォロワがプッシュプル回路からなり、前記振幅

成分を演算増幅器に入力し、前記演算増幅器の出力を前記プッシュプル回路の入力に接続し、前記プッシュプル回路の出力を前記演算増幅器に負帰還する請求項 1 2 記載の送信機。

図 1

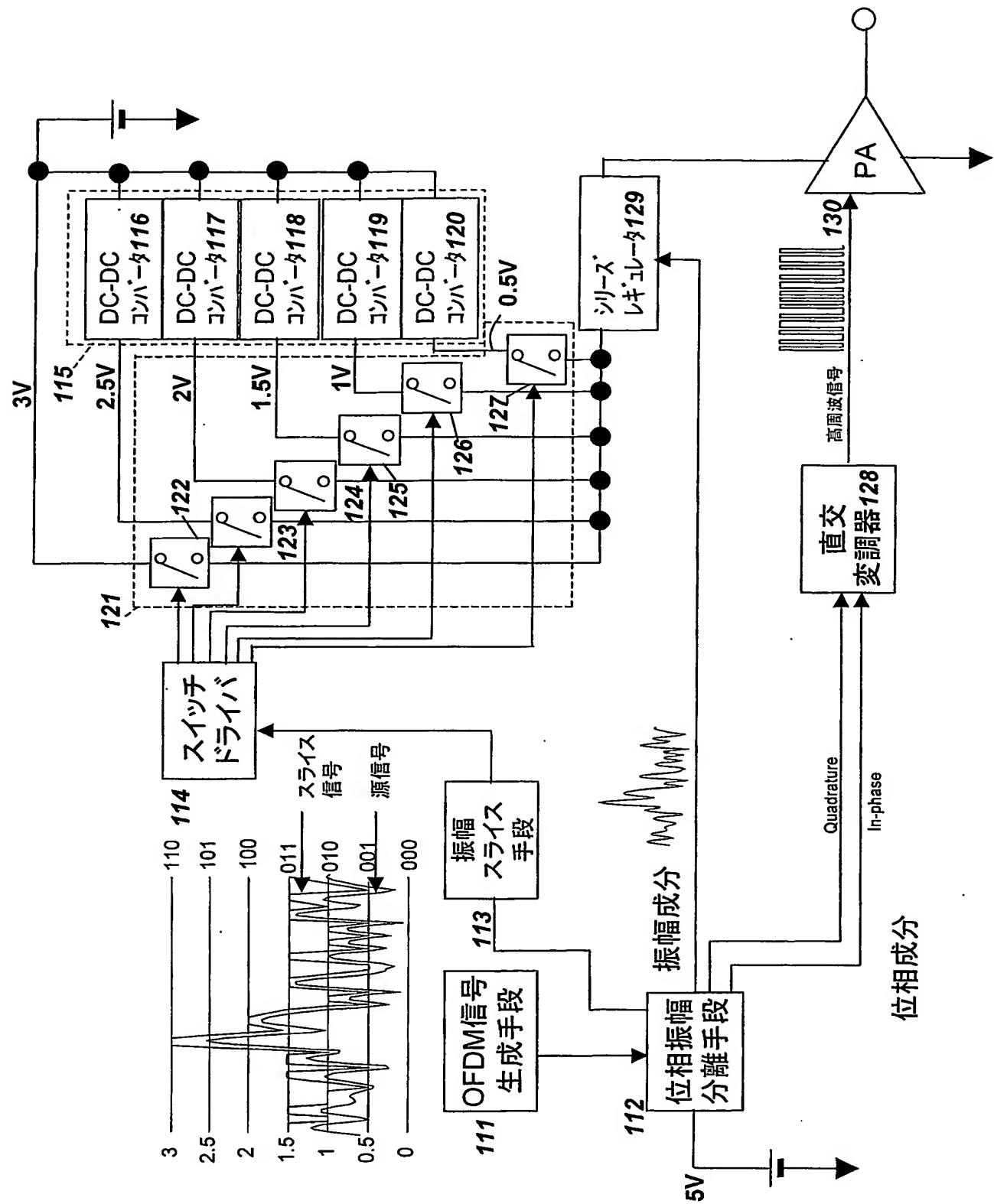


図2

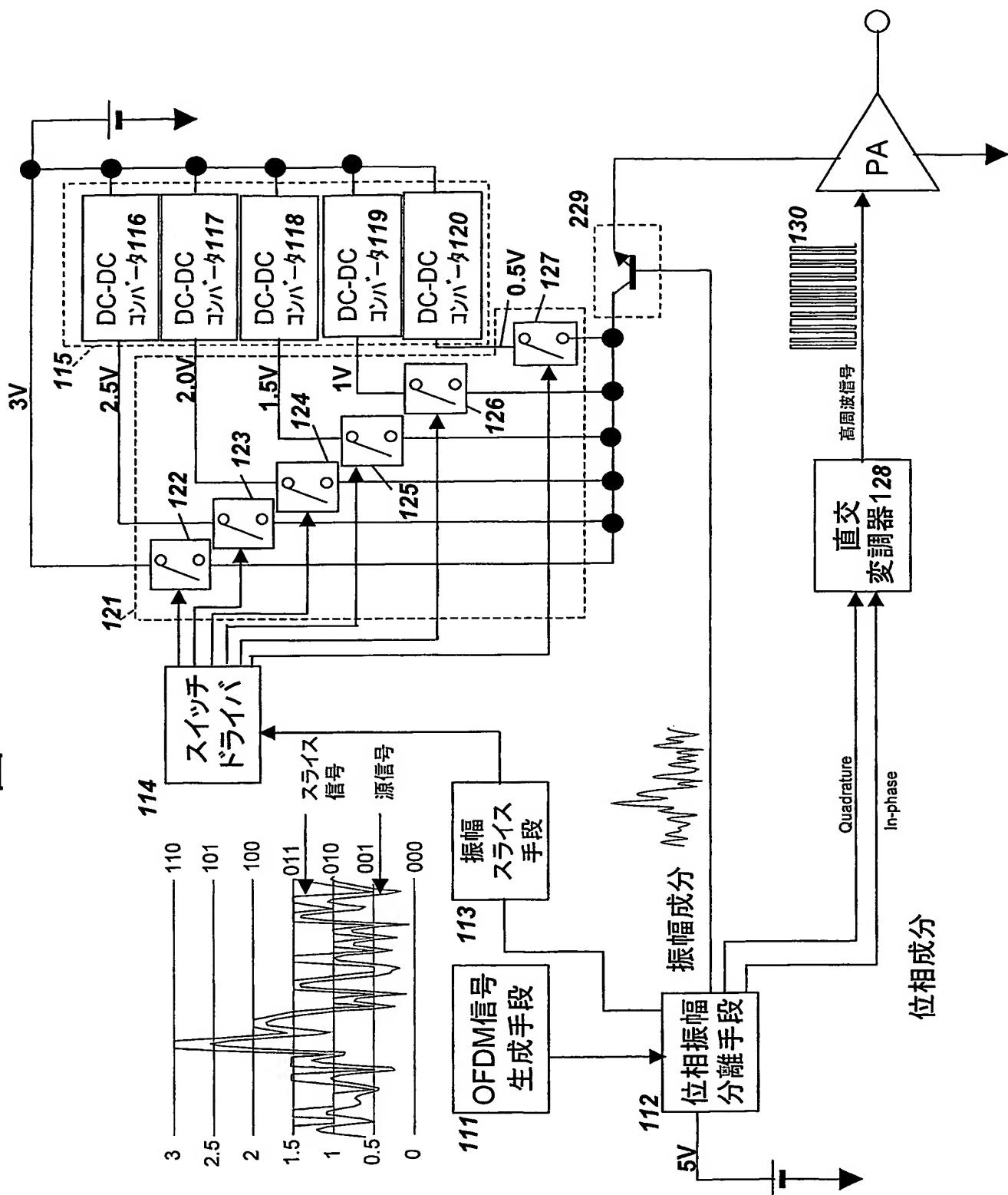


図3

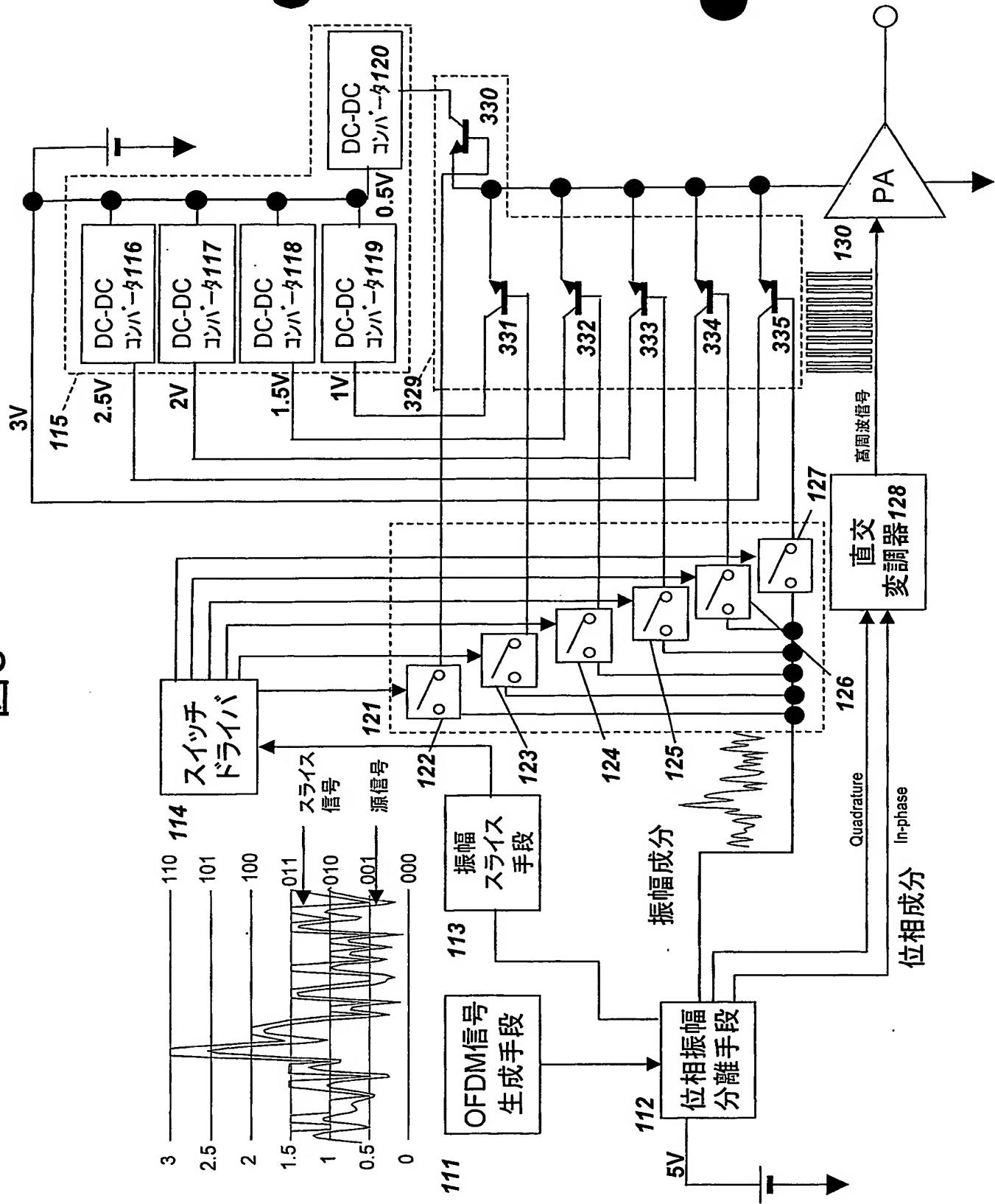


図4

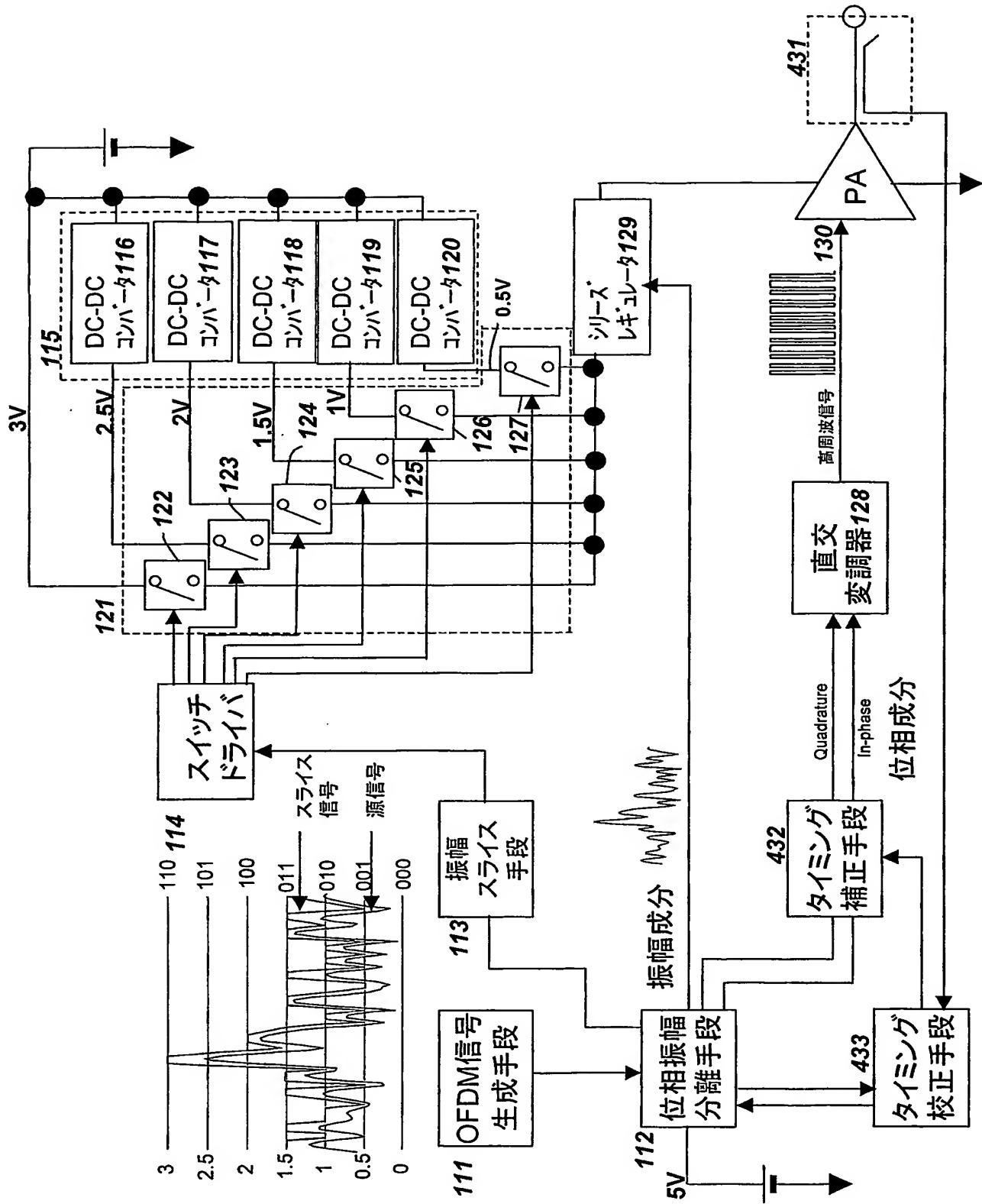


図5

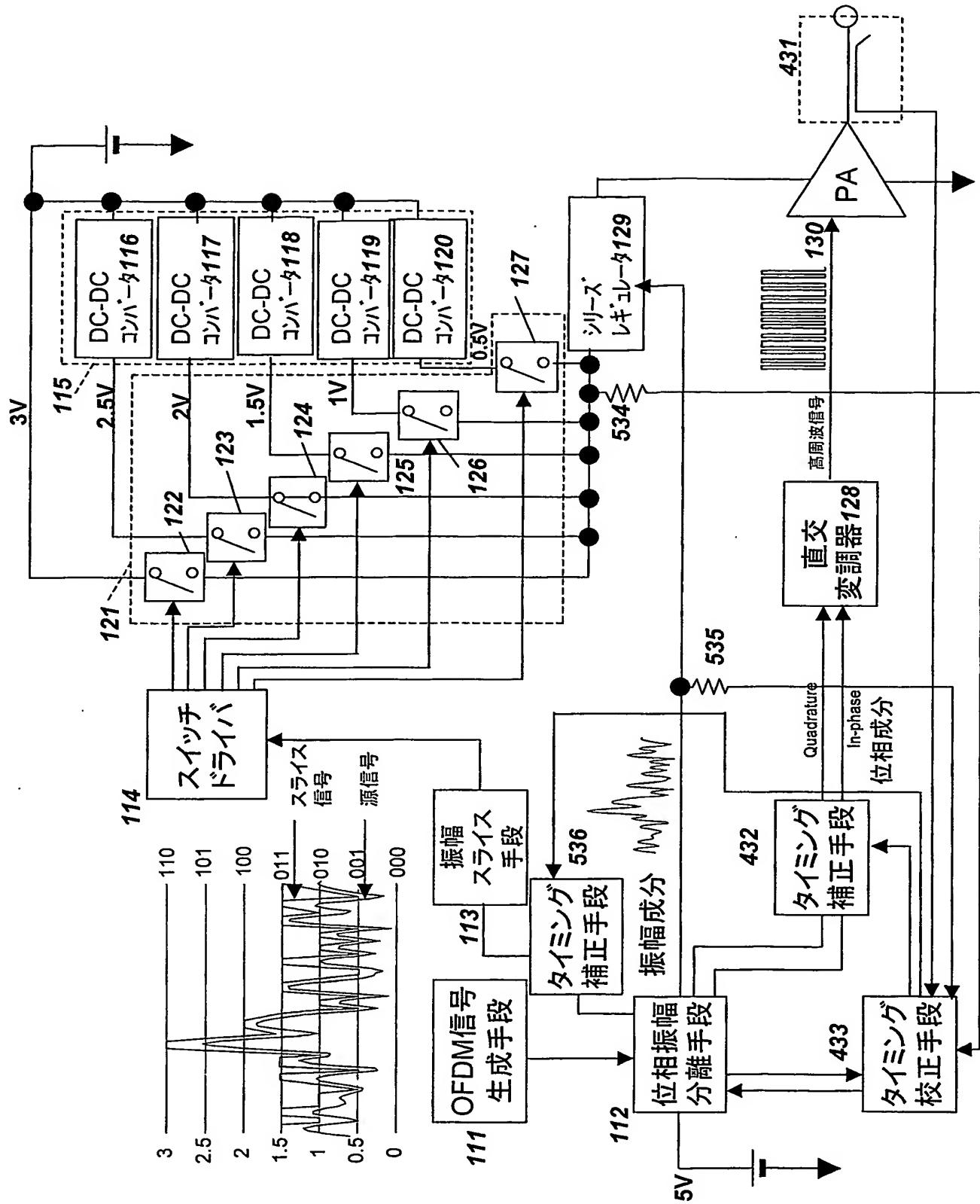


図6

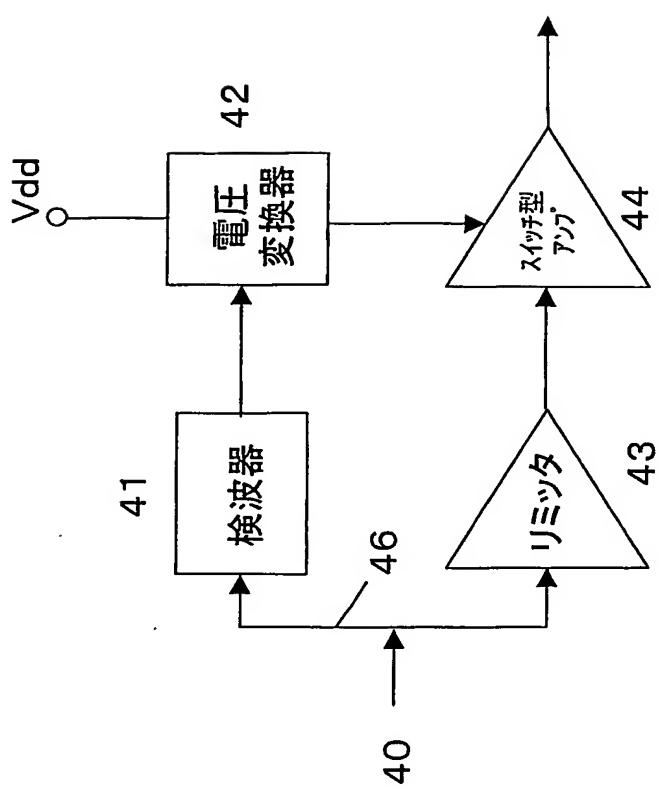


図7

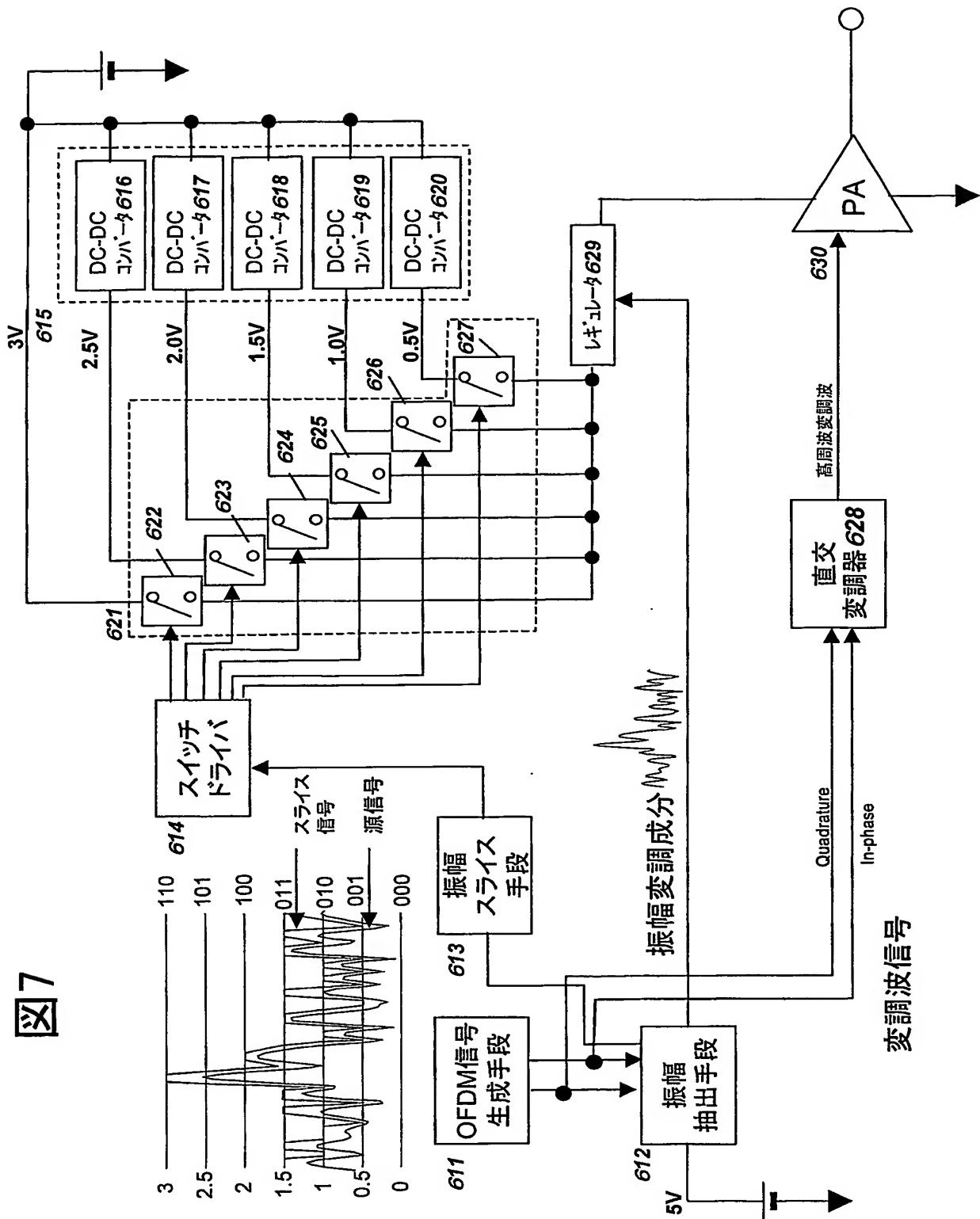


図8

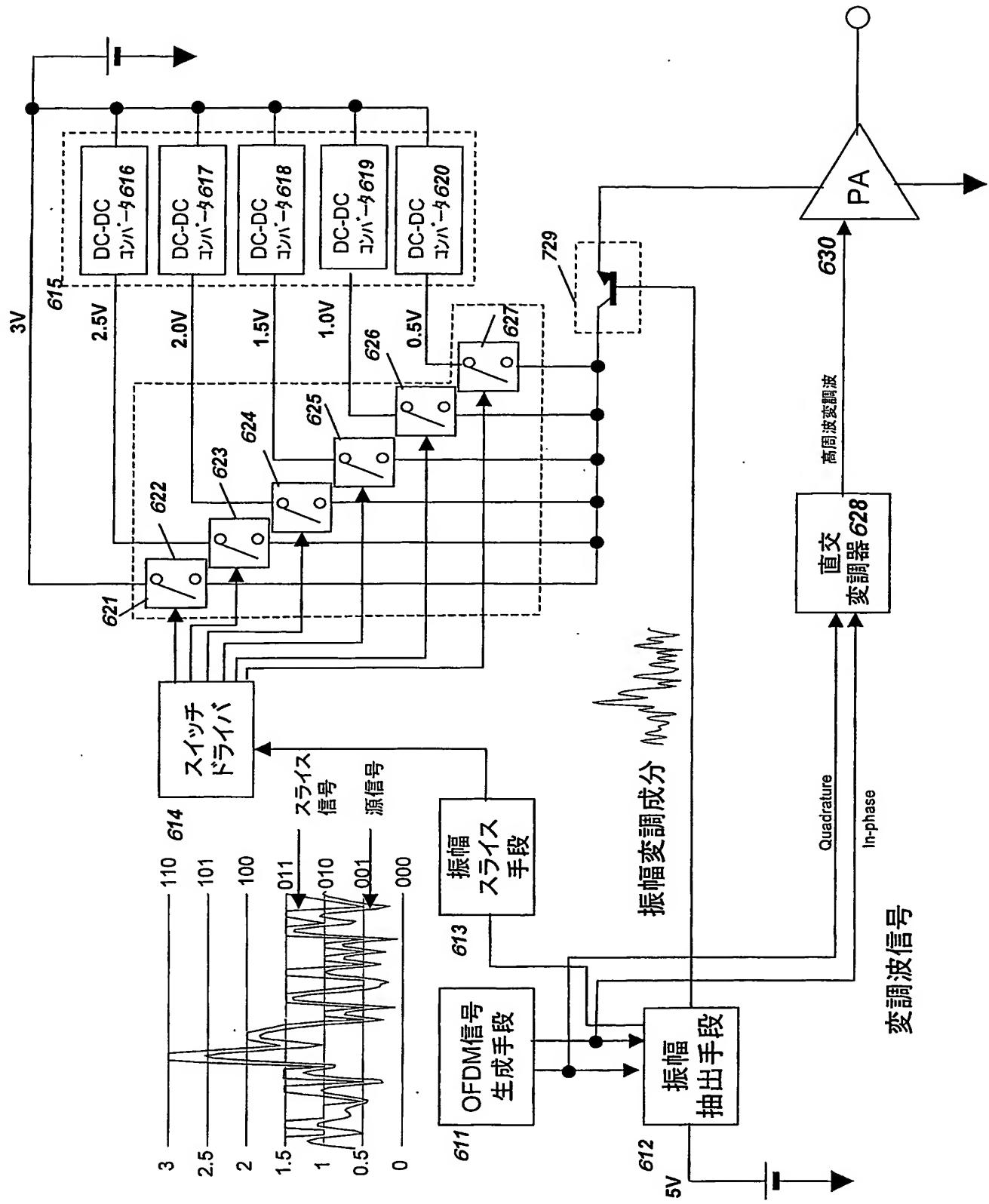


図9

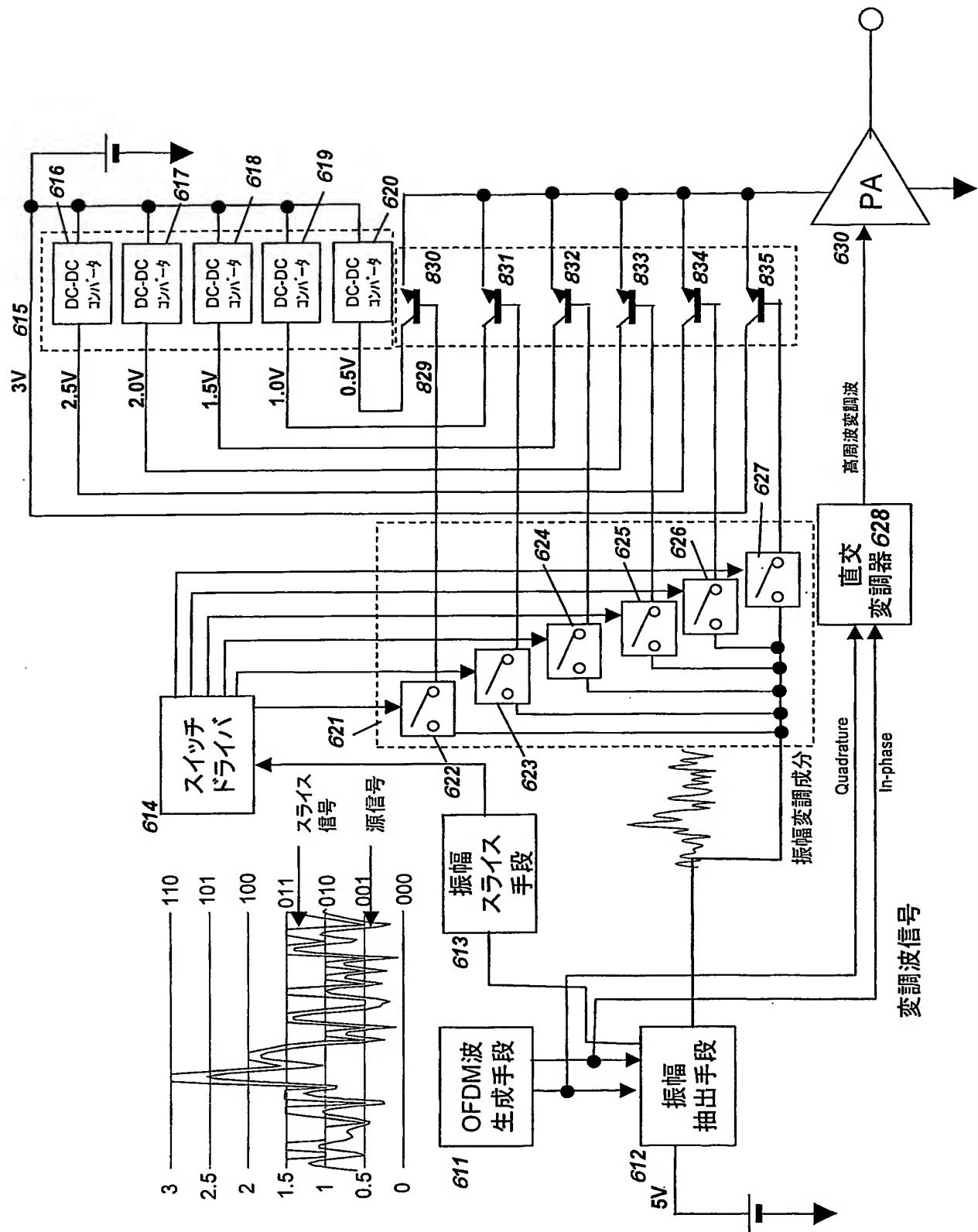


図10

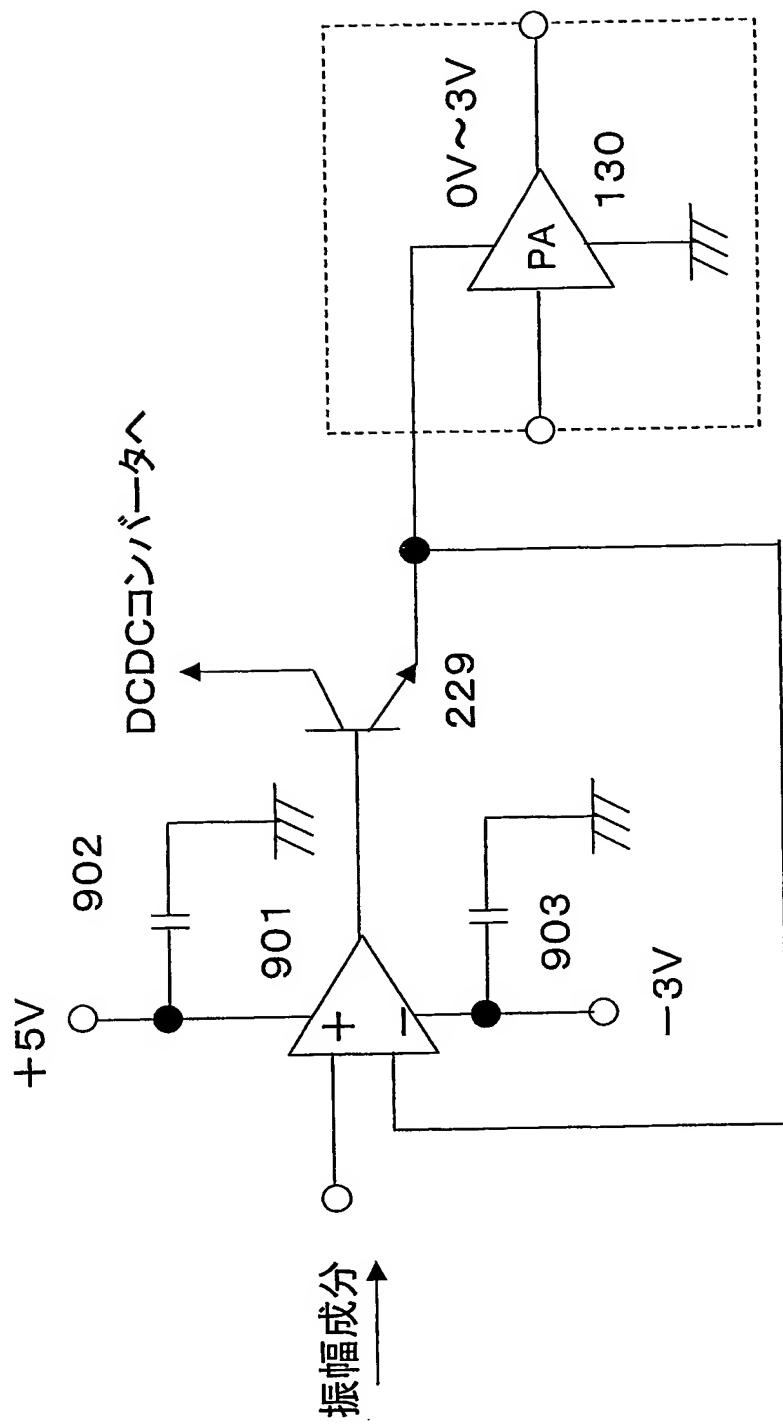


図 11

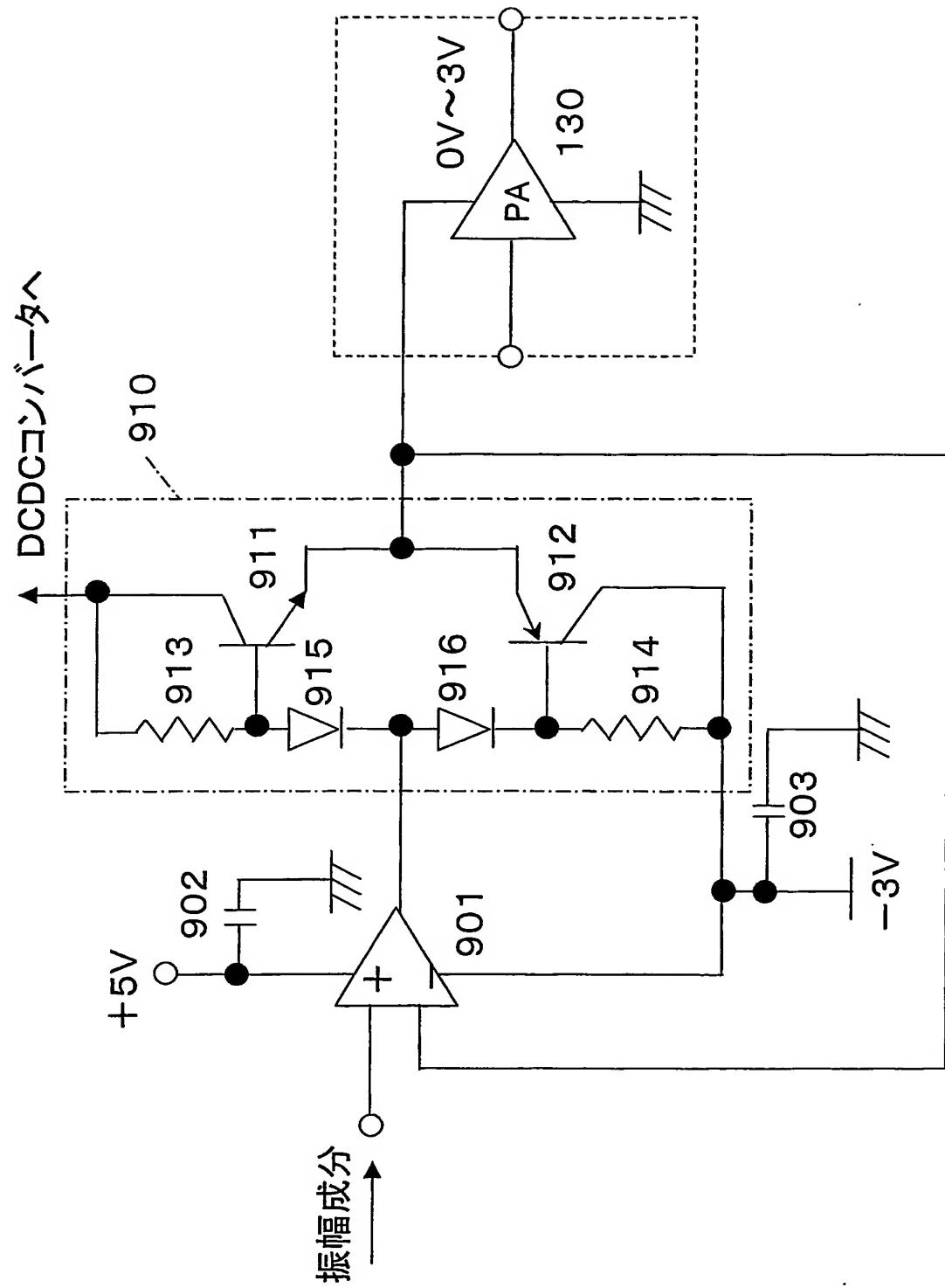
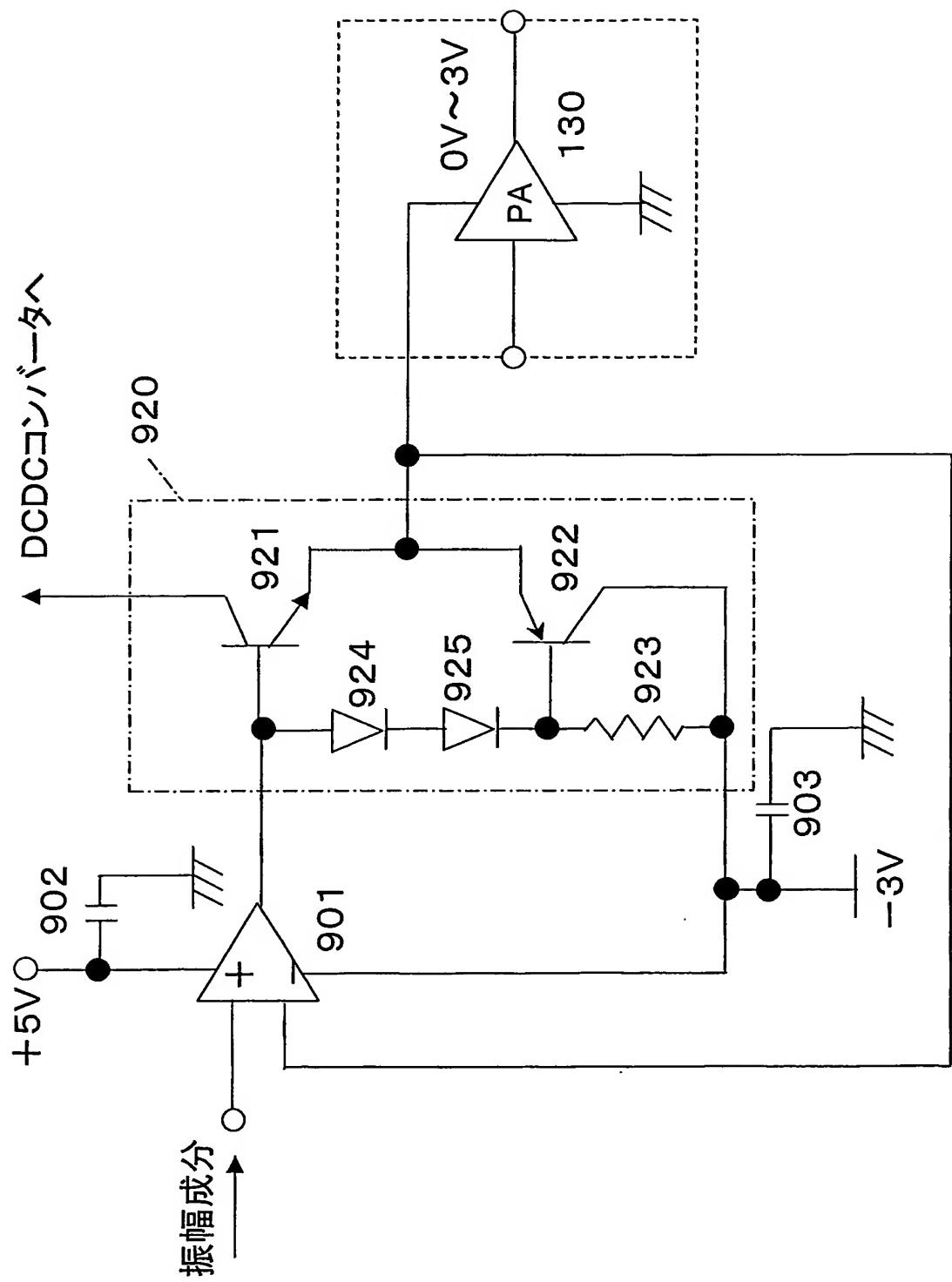


図12



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/13586

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl⁷ H04B1/04, H03F3/24, H04J11/00, H04J1/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHEDMinimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
Int.Cl⁷ H04B1/04, H03F3/24, H04J11/00, H04J1/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
 Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2004
 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2004 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2001-156554 A (M/A-Com Eurotec), 08 June, 2001 (08.06.01), Full text & EP 1096670 A2	1-15
A	WO 01/58012 A2 (TROPIAN, INC.), 09 August, 2001 (09.08.01), Full text & AU 200133243 A & CN 1423857 A & EP 1262018 A2 & KR 2003009348 A & US 6366177 A	1-15

Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family
---	--

Date of the actual completion of the international search
03 February, 2004 (03.02.04)Date of mailing of the international search report
17 February, 2004 (17.02.04)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP03/13586

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 01/67593 A2 (PARAGON COMMUNICATIONS LTD.), 13 September, 2001 (13.09.01), Full text & AU 200141006 A & US 2001/0054931 A1 & EP 1264395 A2 & KR 2003012850 A & JP 2003-526980 A & CN 1437793 A	1-15

A. 発明の属する分野の分類(国際特許分類(IPC))
 Int. C1' H04B1/04 H03F3/24 H04J11/00 H04J1/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料(国際特許分類(IPC))
 Int. C1' H04B1/04 H03F3/24 H04J11/00 H04J1/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2004年
日本国登録実用新案公報	1994-2004年
日本国実用新案登録公報	1996-2004年

国際調査で使用した電子データベース(データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 2001-156554 A (マイコム ヨーロテック) 2001. 06. 08 全文 & EP 1096670 A2	1-15

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

- 「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
- 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
- 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行。日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献(理由を付す)
- 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
- 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

- 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
- 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
- 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
- 「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

03. 02. 2004

国際調査報告の発送日

17. 2. 2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)
郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官(権限のある職員)

江口 能弘

5W 8125

電話番号 03-3581-1101 内線 6511

C (続き) . 関連すると認められる文献		関連する 請求の範囲の番号
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	
A	WO 01/58012 A2 (TROP IAN, INC.) 2001. 08. 09 全文 & AU 200133243 A & CN 1423857 A & EP 1262018 A2 & KR 2003009348 A & US 6366177 A	1-15
A	WO 01/67593 A2 (PARAGON COMMUNICATIONS LTD.) 2001. 09. 13 全文 & AU 200141006 A & US 2001/0054931 A1 & EP 1264395 A2 & KR 2003012850 A & JP 2003-526980 A & CN 1437793 A	1-15